

HI-FI



A.T.

Înregistrările de înaltă fidelitate constituie una din preocupările mult îndrăgite de tineri. Pentru amatorii de muzică bună, pentru cei ce doresc să-și completeze cultura muzicală avînd la dispoziție o serie de înregistrări de calitate cu interpreți celebri, nu numai de muzică populară sau ușoară, propunem mai multe construcții ce vor satisface, sperăm, toate exigențele. În cadrul rubricii publicăm și cîteva considerente de acustică menite să familiarizeze cititorii noștri cu condițiile determinante în înregistrarea și redarea sunetului cu o înaltă fidelitate.



CONSIDERENTE de ACUSTICĂ

Ing. EMIL MARIAN

Pentru crearea unor condiții optime în ceea ce privește obținerea și audierea unui program sonor, condiții care să confirme calitatea HI—FI, este necesar să cunoaștem o serie de factori determinanți acestui lucru. Modul în care sint percepute vibrațiile sonore de sistemul auditiv uman, interdependența dintre ele, precum și definirea unor parametri caracteristici lor vor fi prezentate în continuare.

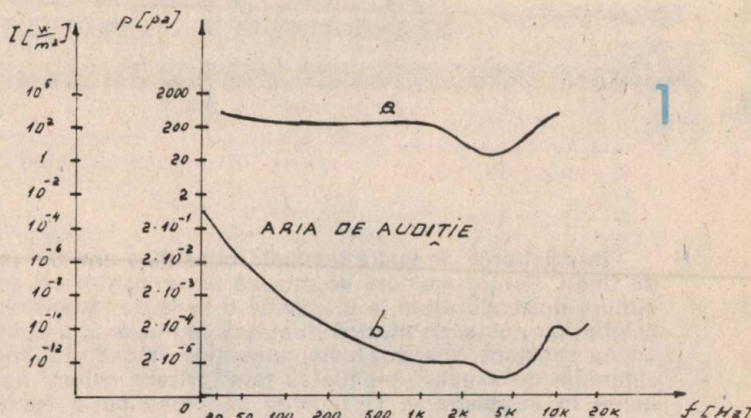
Se poate constata cu ușurință că o senzație sonoră depinde de caracteristicile sunetelor. Astfel, un sunet prea slab nu este perceput decât de la o distanță mică, un sunet obișnuit este perceput în anumite condiții în ceea ce privește distanța până la sursa sonoră și programul acesteia, iar un sunet prea puternic provoacă neplăceri și chiar dureri (explozia). De aici rezultă că există anumite limite de intensitate a unui program sonor, în afara cărora audia devine imposibilă. Un lucru asemănător se întâmplă în privința înălțimii sunetelor, caracterizate prin frecvența spectrului undelor sonore. Este ușor de sesizat că un sunet prea grav, de frecvență joasă, nu este perceput (în cazul trepidățiilor provocate de trecerea unui camion de tonaj mare). La fel se întâmplă și cu un sunet prea ascutit de frecvență foarte înaltă (ultrasunetele). Acest lucru nu înseamnă că fenomenele sus-amintite nu se percep, dar urechea omească nu-și mai exercită funcția de traductor care realizează conversia unde sonore-impulsuri nervoase transmise mai departe creierului. Se poate remarca cu ușurință și faptul că urechea nu diferențiază două sunete ca intensitate și frecvență decât atunci când diferențele relative nu sînt

sub anumite limite. Concluzia aceasta este valabilă și pentru un spectru sonor. De exemplu, se poate face imediat diferența între un program sonor emis de un amplificator la o putere de 1 W față de același program sonor emis de același amplificator la o putere de 3 W, dar nu se mai poate face diferența cu aceeași ușurință între un program sonor emis la o putere de 10 W față de același program sonor emis la o putere de 12 W, deși diferența de putere este aceeași (2 W) în ambele cazuri. În cadrul audierii mai apar și alte aspecte unde se evidențiază interdependența între sunete. Astfel, un sunet intens provoacă un efect de mască asupra unui sunet mai puțin intens. De asemenea, perceperea unui sunet scurt depinde de durata și intensitatea lui. Din cele expuse

anterior se vede că este necesar să cunoaștem toate caracteristicile modului în care sînt auzite sunetele de către aparatul auditiv uman pentru a putea realiza înregistrarea și reproducerea unui program sonor într-o manieră HI—FI.

Audiometria reprezintă totalitatea modalităților și procedeele care, în funcție de niște parametri bine stabiliți, grupează caracteristicile unui program sonor, precum și modul cum acesta este „recepționat”. Desigur că modul de percepere a sunetelor de către aparatul auditiv uman depinde în mare măsură de vîrsta, sexul și starea de sănătate a persoanei testate. Avînd în vedere aceste considerente, se impune automat efectuarea unor măsurători statistice. Acestea definesc în final o ureche medie,

- 1 — Diagramele care delimitează aria de audiere:
a — diagrama audierii intolerabile
b — diagrama audierii minime (perceptibile)



ale cărei caracteristici sînt rezultatul unui mare număr de teste. Studiul audiției (fapt care definește audiometria) permite trasa-rea audiogramelor. Se începe cu determinarea tuturor valorilor presiunilor sonore minime care realizează în funcție de frecvență o senzație sonoră la subiectul experimentului. Ulterior se măresc valorile acestor presiuni sonore, pînă la valorile maxime intolerabile (la limita de la care încep senzațiile de durere), și se trasează concomitent tot grupul de audiograme pentru aceeași persoană. Apar astfel pe același grafic pragul de audiție inferioară și pragul care definește audiția intolerabilă. După efectuarea testării pe un mare număr de persoane normale din punct de vedere auditiv (sănătate și vîrstă cuprinsă între 18—35 ani), s-au determinat statistic diagramele pragurilor de audiție normale și a celui de audiție intolerabilă, explicate în figura 1. Astfel, diagramele obținute de diferiți acusticieni care au făcut cercetări în această privință, ca Fletcher și Munson (1933), Churcher și King (1937), Robinson și Daddson (1956), Zwicker și Heinz (1957), sînt foarte asemănătoare. Acest lucru a permis Comisiei Internaționale de Acustică să stabilească proiectul de recomandări ISO (ISO = International Standard Organization) difuzat în toată țările și recunoscut ca universal valabil.

În cursul acestui articol se definesc următoarele caracteristici, care privesc aspectul sonor auditiv: aria de audiție; sensibilitatea diferențială de intensitate; sensibilitatea diferențială de frecvență; nivelurile fizice; nivelurile fiziologice; efectul de mască între grupele sonore; durata sunetelor și intensitatea subiectivă de percepție.

Aria de audiție reprezintă zona cuprinsă între diagrama pragului la care este posibilă audiția unui sunet și diagrama pragului de audiție intolerabilă, în funcție de frecvența sunetelor. Analizînd forma diagramelor care definesc pragurile de audiție, se poate vedea imediat modul cum sensibilitatea sistemului auditiv depinde de frecvență. Astfel, aria de audiție este mai mare pentru frecvențele medii înalte (800—15 000 Hz) decît pentru frecvențele joase, folosind ca termen de comparație aceeași presiune acustică. Dacă o presiune acustică de 2×10^{-5} Pa (sau o intensitate acustică de 10^{-12} W/m²) poate provoca o senzație sonoră în gama de frecvențe 1 000—3 000 Hz, acest lucru nu mai este posibil pentru o frec-

vență de 50 Hz. La această frecvență este necesară o presiune acustică de 2×10^{-2} Pa pentru ca senzația sonoră să fie sesizabilă. Diferența relativă dintre cele două presiuni acustice este de 100 (40 dB). De aici rezultă clar că sunetele de frecvențe medii înalte sînt mai ușor percepute decît sunetele de frecvențe joase, folosind ca termen de comparație aceeași presiune acustică. Examinînd modul cum este delimitată aria de audiție, se constată că între pragul de audiție minimă și pragul de audiție intolerabilă există un raport al presiunilor acustice de cca 10^7 (140 dB la frecvența 1 000 Hz). De asemenea domeniul perceptibil al sunetelor de către sistemul auditiv în ceea ce privește frecvența este cuprins în intervalul maxim 20 Hz—20 kHz, cu abaterile în funcție de nivelul presiunii sonore (conform diagramelor din fig. 1). Restul intervalului de frecvențe este definit după cum urmează: infrasunete = sunetele cu frecvența < 20 Hz; ultrasunete = sunetele cu frecvența > 20 kHz.

Sensibilitatea diferențială de intensitate a sistemului auditiv uman se definește ca variația relativă de presiune acustică ($\Delta p/p$) pentru care un sistem auditiv percepe un minim de variație al senzației sonore, în cazul unei presiuni acustice date (deci la o intensitate acustică dată). Diagrama prezentată în figura 2 oferă o imagine clară a acestui lucru. Se observă că sensibilitatea diferențială de intensitate a sistemului auditiv uman este aproape constantă într-o plajă mare de frecvențe. De asemenea, se remarcă faptul că aparatul auditiv uman este destul de sensibil, deoarece o diferență de presiune acustică $\Delta p = p_2 - p_1$ de 10 % (mai mică de 1 dB) ajunge pentru a crea o senzație sonoră diferită în cele două cazuri. Acest prag diferențial de intensitate aproape independent de presiunea acustică în aria de audiție crește totuși atunci cînd ne apropiem de limitele acesteia. Se mai observă că în zonele de frecvență în care aceste praguri sînt aproape constante (700 Hz — 2 000 Hz) variația relativ mică de intensitate acustică implică variații perceptibile ale senzației sonore. În acest sens, în urma a numeroase experimentări, a fost emisă legea Weber-Fechner, care precizează că senzația sonoră crește aproape ca și logaritmul factorului care determină senzația sonoră (în cazul nostru presiunea acustică).

Sensibilitatea diferențială de frecvență reprezintă variația rela-

tivă de frecvență $\Delta F/F$ pentru care se distinge o diferență de variație sonoră. Pragul său variază deci cu frecvența și intensitatea acustică. Pentru o valoare mijlocie a intensității acustice (10^{-6} W/m²) raportul $\Delta F/F$ variază relativ puțin într-o plajă de frecvență dată. Analizînd diagrama prezentată în figura 3, se observă că raportul $\Delta F/F$ diferă în plaja de frecvență 500—800 Hz cu 0,2—0,3%. Cele două sensibilități diferențiale de frecvență și de intensitate ale sistemului auditiv uman sînt în evidență un aspect foarte important pentru tehnicile de înregistrare — redare a unui program sonor, și anume necesitatea unei caracteristici amplitudine-frecvență liniară a sistemului electroacustic (magnetofon, casetofon etc.). În caz contrar, sistemul auditiv sesizează cele mai mici defecte imediat în privința neliniarității sau fluctuației traductorului electroacustic, iar audiția devine neplăcută și supărătoare.

Nivelurile fizice se referă la aplicațiile practice ale legii Weber-Fechner, conform căreia senzația sonoră crește în funcție de logaritmul factorului care o produce. Trebuie să remarcăm că această lege de variație a senzației sonore aproximează realitatea, dar ea se manifestă cu destulă exactitate în zona intensităților acustice și a frecvențelor mijlocii. Legea Weber-Fechner indică faptul că atunci cînd stimulul fizic (de exemplu, intensitatea acustică) crește de 2, 4, 100, 1 000, 10 000 ori, senzația sonoră crește de 0,3, 0,6, 2, 3, 4 ori. Astfel se explică de ce sesizăm cu ușurință în cadrul unui program sonor o diferență între intensități acustice mici (de la 2 W la 4 W), dar nu mai sesizăm ușor aceeași diferență între intensități acustice mari (de la 10 W la 12 W). Ținînd cont de considerentele expuse anterior, se poate aproxima cu destulă precizie legea de variație a senzației sonore:

$$s = k \log \frac{I_2}{I_1}$$

unde I_2 și I_1 reprezintă intensitățile acustice ale sunetelor (programului sonor), iar k reprezintă o constantă de proporționalitate. Datorită gamei întinse de intensități sonore sesizabile de sistemul auditiv uman, se adoptă o scară logaritmică cu baza zecimală:

$$N = 10 \lg \frac{I_2}{I_1}, (k = 10, N \equiv [\text{dB}])$$

În cazul explicării relației funcție de presiunile sonore:

$$I = \frac{P^2}{\rho_0 C}, \text{ unde } P_0 = 1,18 \text{ kgf/m}^2 \\ C = 345 \text{ m/s}$$

$$\text{deci } P = (I \cdot P_0 \cdot C)^{1/2}$$

Rezultă ca nivel de referință zero se definește pentru frecvența de 1 000 Hz limita inferioară a ariei de audiere:

$$N = 10 \lg I_2/I_1 = 20 \lg (P_2/P_1) = 10 \lg 10^{14} = 20 \lg 10^7 = 140 \text{ dB.}$$

Asfel ca nivel de referință zero se definește pentru frecvența de 1 000 Hz limita inferioară a ariei de audiere:

$$N(0) = 10^{-12} \text{ W/m}^2 \text{ sau } N(0) = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa (pentru } N = 0 \text{ dB)}$$

Nivelurile fiziologice reprezintă diagramele pentru care o presiune acustică variabilă (intensitate acustică variabilă) provoacă aceeași senzație sonoră, în toată banda de frecvențe audio, pentru un sunet de frecvență sinusoidală. Se obțin astfel diagramele din figura 4. Aceste diagrame au fost trasate inițial de acusticienii Fletcher și Munson, apoi au fost preluate de Churcher și King și, ulterior, de Robinson și Dadson. Pornind de la aceste lucrări, Comisia Internațională de Acustică a stabilit un proiect în care sînt menționate curbele izosonice pentru sunete pure, ascultate în câmp liber (diagramele din figura 4). Aceste curbe izosonice se află cuprinse în aria de audiere normală și definesc nivelurile fiziologice utilizînd ca unități de măsură fonii. Fonul este o unitate de măsură adimensională, utilizată pentru a caracteriza nivelul de izofonie al unui sunet. Se spune că nivelul de izofonie al unui sunet este de N foni atunci cînd senzația sonoră provocată de acel sunet este socotită echivalentă de un auditor avînd un aparat auditiv normal cu cea a unui sunet pur cu frecvența 1 000 Hz generat de presiunea acustică $P \rightarrow N \text{ dB}$. În figura 4 se remarcă faptul că nivelul sunetului se situează deasupra nivelului de referință de $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$. Pentru aprecierea senzațiilor sonore se poate face următoarea clasificare:

Foni	Senzația sonoră
0	lipsa audierii
5	cameră surdă
10	laborator de acustică
20	studiouri de înregistrare
30	cameră „liniștită”
40	conversație normală
50	muzică „dulce” la un nivel plăcut
60	conversație „puternic susținută”
80	zgomot (rumoare) deranjant
90	orchestră simfonică
100	lovituri de ciocan la aproximativ 2 metri
110	atelier de cazangerie
120	reactoarele unui avion cu reacție
130—140	sunete intolerabile

Examinarea grupului de diagrame care reprezintă curbele izosonice din figura 4 scoate în evidență următoarele concluzii:

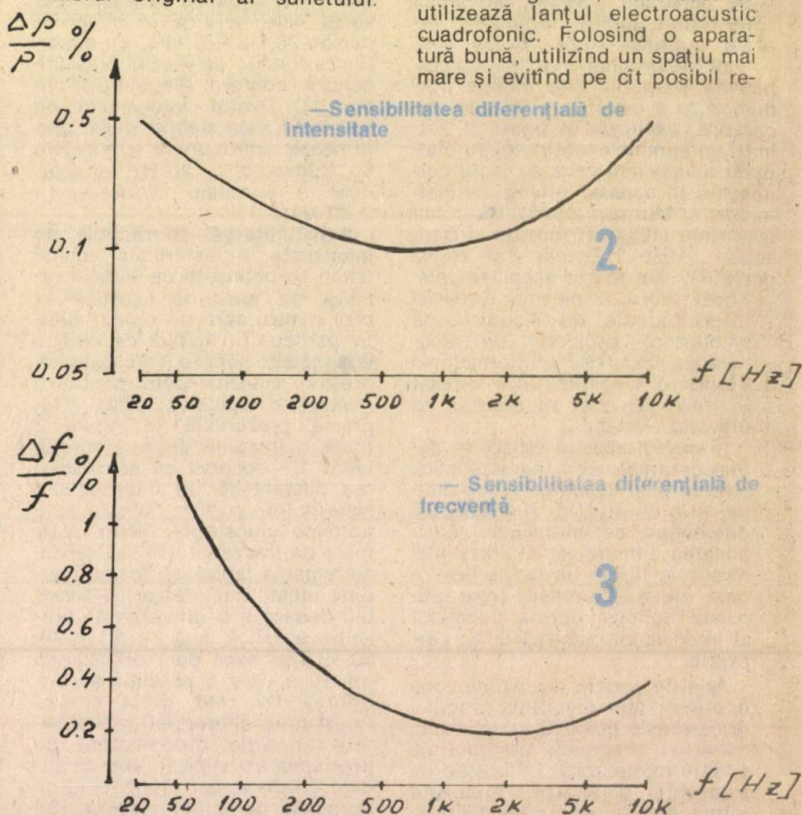
— nivelul fiziologic descreește mai repede decît nivelul fizic al unui sunet, pentru sunetele de niveluri slabe;

— pragul audierii normale se situează la + 4 foni, deci la 4 dB la 1 000 Hz;

— nivelul fiziologic este mai scăzut pentru sunetele de frecvență joasă și înaltă față de frecvențele medii, pentru un nivel fizic dat.

Din aceste concluzii apare imediat faptul că orice modificare a nivelului sonor alterează timbrul original al sunetului.

Acest lucru este de mare importanță atunci cînd se utilizează tehnicile de înregistrare — redare a sunetelor, deci a unui program muzical sonor. Din această cauză apare evident și faptul că pentru redarea corectă (de exemplu, o înregistrare de muzică simfonică), alături de o aparatură adecvată, capabilă să reproducă fidel dinamica înregistrării, este nevoie și de un spațiu mare, în care să nu apară reflexii ale undelor sonore sau alte suprapuneri, care alterează nivelul redării. Se pare că în condițiile normale ale locuinței nu se poate face niciodată o reproducere a unui program sonor identică cu originalul, chiar dacă se utilizează lanțul electroacustic cuadrofonic. Folosind o aparatură bună, utilizînd un spațiu mai mare și evitînd pe cît posibil re-



flexiile sunetelor (un tapet fofoabsorbant), ne putem apropia de o redare a programului sonor asemănătoare cu cea reală. Efectul de mască apare atunci cînd, simultan, sînt emise mai multe sunete de frecvențe mai mult sau mai puțin apropiate, cu intensități sonore diferite. Pentru a evidenția cît mai clar acest efect, este necesar să facem niște considerații asupra aparatului auditiv uman. Se cunoaște faptul că acesta este astfel alcătuit încît, datorită audierii „biauriculară”, se poate localiza cu destulă precizie

direcția unei surse sonore în spațiu. De aici rezultă facultatea de a auzi „în mod dirijat”, deci posibilitatea de izolare din totalitatea spațiului sonor a unei zone cu un unghi determinat, în afara căruia orice fenomen sonor, deși perceput, nu este în atenția auditorului. Această zonă care corespunde unei ascultări atente este numită „spațiu de prezență”.

Deși percepția celorlalte semnale sonore este făcută fiziologic, conștiința auditorului poate face abstracție de acestea, deoarece nu sînt în spațiul de prezență. Acest lucru permite efectuarea unei audiții selective (de exemplu, efectuarea unei conversații într-un zgomot ambiant sau paralel cu alte conversații apropiate).

În cazul cînd zgomotul ambiant devine foarte puternic, audierea programului sonor spre care e concentrată atenția devine imposibilă. Spunem atunci că există un **efect de mască** al semnalelor acustice dorite, care sînt mascate de un semnal mai puternic nedorit. Pentru a distinge semnalul util, singura modalitate de audiere a acestuia este de a-

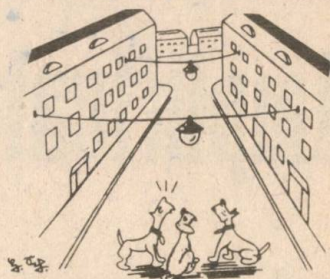
ridica nivelul și eventual accentuarea nivelurilor înalte (de exemplu, într-o conversație unde există zgomote ridicăm nivelul vocii și, de asemenea, accentuăm sunetele mai înalte din spectrul conversației).

Astfel, pragul de audire se ridică atunci cînd auzim un alt sunet de un nivel mai ridicat decît cel precedent. Creșterea pragului de audire depinde relativ de nivelul celor două sunete, cît și de frecvența sunetului (zgomotului care maschează).

Efectul de mască este deosebit de pregnant atunci cînd sunetul care maschează reprezintă un zgomot alb (zgomotul alb este un sunet complex cu spectru continuu și uniform de frecvență din toată gama audio). Efectul de mască a fost studiat în amănunțime de acusticienii Wegel și Lane (1924), care au formulat în acest sens următoarele concluzii:

- efectul de mască e maxim pentru frecvențele aflate în imediata apropiere de frecvența sunetului mascat;
- efectul de mască e neglijabil atît timp cît nivelul semnalului util este mare, iar nivelul semna-

UMOR



A.T.

lului mască este mic;

— efectul de mască crește mult mai repede decît crește nivelul sunetului mascat;

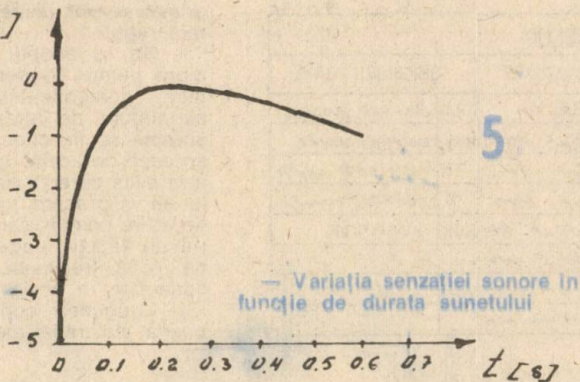
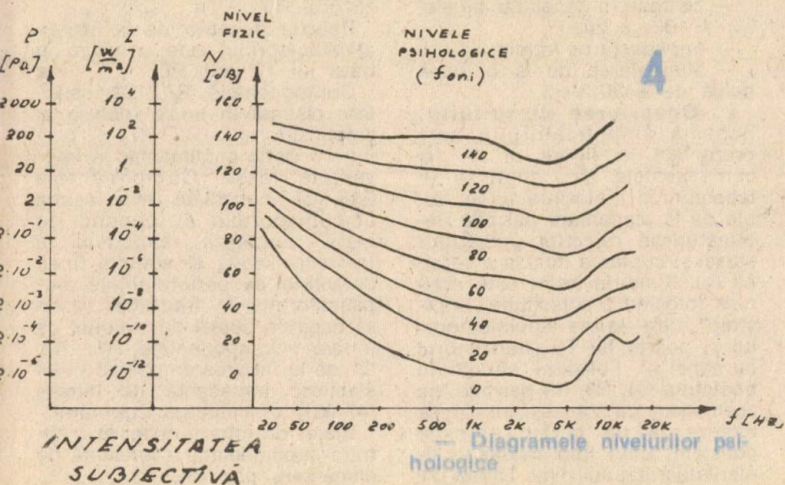
— frecvențele joase ale semnalului mască sînt cele mai jenante;

— zgomotele cu componente de frecvență joasă sînt mult mai jenante decît zgomotele cu componente de frecvență înalte (comparația de același nivel).

Ultima dintre caracteristicile audiției analizate în acest articol se referă la **durata sunetelor și intensitatea subiectivă a acestora**. În cazul sunetelor de scurtă durată, intensitatea lor subiectivă depinde de durata lor. Modul de variație a intensității subiective a sunetului de scurtă durată este explicat în figura 5. Se observă inițial că intensitatea subiectivă a unui sunet de scurtă durată crește cu timpul, apoi atinge un maxim și ulterior descrește lent. Maximul este atins pentru o durată apropiată de 200 ms. Această valoare implică deci alegerea constantei de timp (aleasă la toate aparatele electroacustice) a aparatelor care înregistrează nivelurile acustice (sonometrele) pentru obținerea rezultatelor optime.

Ținînd cont de toate considerentele expuse în acest articol, care au ca scop definirea parametrilor celor mai importanți ai unui program sonor, amatorul de audiții HI-FI va reuși să obțină condiții optime de funcționare a lanțului electroacustic aflat în dotarea proprie.

Bibliografie: „Le Haut Parleur” nr. 1665.



NOUȚĂȚI ÎN AF

Amplificator de putere cu tranzistoare FET

Ing. AURELIAN MATEESCU

1. Caracteristici. Amplificatorul în clasă AB descris folosește o pereche de tranzistoare complementare cu efect de cimp în etajul final. Folosirea acestui tip de tranzistoare oferă performanțe îmbunătățite față de etajele finale cu caracteristici echivalente, executate cu tranzistoare bipolare: simplificarea circuitului; creșterea fiabilității montajului; protecția superioară a sarcinii în curent continuu, în condițiile defectării unor componente; performanțe îmbunătățite la frecvențe înalte; stabilitate termică mare; reacția negativă necesară etajului final are o valoare mai mică, ceea ce îmbunătățește factorul de distorsiuni; distorsiunile armonice și de intermodulație sînt mult mai scăzute.

Performanțele obținute cu acest montaj sînt următoarele:

- puterea maximă livrată sarcinii: 60 W/4 Ω;
32 W/8 Ω;
- banda de audiofrecvență reproducă cu o neliniaritate de

maximum ± 1 dB este cuprinsă între 15 Hz—100 kHz;

- distorsiunile armonice totale la frecvența de 1 000 Hz: 0,15% la 60 W/4 Ω
0,08% la 32 W/8 Ω

— cîștigul în tensiune ajustabil: $\times 100$, $\times 20$;

- impedanța de intrare: 47 kΩ;
- alimentarea de la o sursă dublă de ± 30 Vcc.

2. Descrierea circuitului. Schema amplificatorului este prezentată în figura nr. 1, iar componentele sînt cuprinse în tabelul nr. 1. Folosirea sursei duble de la alimentare permite îmbunătățirea rejecției pulsațiilor sursei și cuplarea directă a sarcinii Rs. Simetria ieșirii este obținută folosind o conexiune „bootstrap” între ieșirea amplificatorului și poarta lui T5 (tranzistorul cu canal n). Folosirea circuitului bootstrap C4, R8, R9 permite, de asemenea, ca tranzistorul T4 să lucreze la un curent aproape constant, care îmbunătățește liniaritatea etajului pilot. Dioda D1

reduce tensiunea pozitivă pe poarta lui T5 la valoarea +Vcc, permițînd menținerea simetriei în condiții de suprasarcină. Tranzistorul T3 și rezistențele R11, R12, R13 asigură tensiunea de offset poartă-sursă pentru tranzistoarele finale. R12 este variabilă, permițînd reglajul curentului de repaus în etajul final. O compensare termică este asigurată de circuit prin tranzistorul T3 (tensiunea emitor-bază) și tensiunea minimă de prag a FET-urilor T5, T6, ce au un coeficient de temperatură de $-0,3\%/^{\circ}\text{C}$.

Tranzistorul pilot în clasa A, T4, lucrează la un curent determinat de R8, R9, curent nominal de 5 mA. T4 este condus de o pereche de tranzistoare pnp în montaj diferențial, T1 și T2. Curentul etajului de intrare este fixat la valoarea de 2 mA din rezistorul R3.

Reacția negativă de la ieșirea amplificatorului este condusă la baza lui T2 prin R6.

Componentele R7, C2 stabilesc cîștigul în buclă închisă al amplificatorului (R6, R7) și permit un cîștig suplimentar la frecvențele joase. Componentele R15, C7, conectate între ieșirea amplificatorului și punctul de masă, limitează răspunsul la frecvența înaltă al etajului final, permițînd ca performanțele amplificatorului la frecvențe înalte să depindă numai de circuitul de intrare. Componentele R1, R2, C1 de la intrarea amplificatorului stabilesc impedanța de intrare (47 kΩ) și limitează zgomotul.

Etajul de intrare necesită o filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare prin R4, C3.

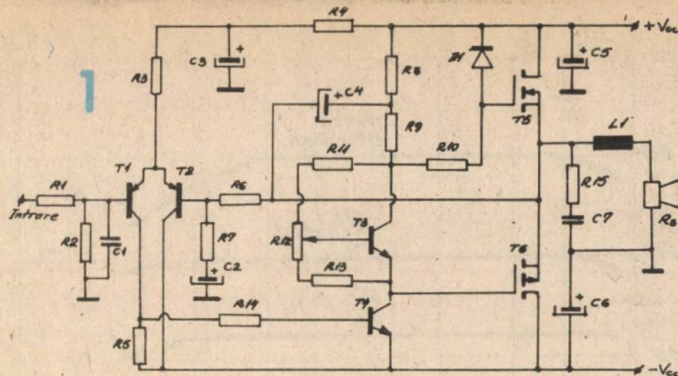
La proiectarea circuitului imprimat se vor respecta următoarele reguli:

— Se va adopta o masă comună pentru condensatoarele de filtraj, componentele sarcinii și ale etajului de intrare astfel încît acestea să fie conectate cît mai aproape de același punct, pentru a se evita curenții de masă. Similar se va proceda pentru punctul de ieșire comun, sarcină, rezistorul de reacție negativă și filtrul de înaltă frecvență, care vor fi conectate în același punct.

— Lungimea conexiunilor de poartă ale tranzistoarelor T5, T6

tabelul nr.1 LISTA COMPONENTELOR

REZISTOARE	REZISTOARE	CONDENSATOARE	SEMICONDUCTOARE
R1 47kΩ	R9 27kΩ	C1 220pF	T1,2 2N4356, 2N5086
R2 47kΩ	R10 680Ω	C2 100pF 10V	T3,4 2N4402, 2N5088
R3 15kΩ	R11 10kΩ	C3 47μF 40V	T5 1RF532 canal/n
R4 12kΩ	R12 1kΩ regl.	C4 47pF 40V	T6 1RF532 canal/p
R5 560Ω	R13 820Ω	C5 2200μF 40V	D1 1N4002
R6 47kΩ	R14 47kΩ	C6 2200μF 40V	
R7 470Ω	R15 10Ω 1W	C7 68pF	
R8 27kΩ	R3 4÷8Ω	L1 3μH fără mie	



va fi minimă pentru a se evita autooscilația etajului final. Un rezistor serie în poarta FET-urilor, R10, poate fi folosit pentru a împiedica autooscilația.

Oscilațiile amplificatorului produse de cuplajul capacitiv către baza pilotului T4 sînt eliminate prin introducerea rezistorului serie R14.

— Decalajul de fază în amplificator datorat unei sarcini reactive poate conduce la instabilitate în înalta frecvență. Cu o sarcină capacitivă, introducerea unei mici bobine fără miez ($3 \mu\text{H}$, cu o sarcină de $81/2 \mu\text{F}$) va reglementa stabilitatea amplificatorului. Valoarea finală a bobinei va fi stabilită experimental. Figura nr. 2 prezintă o variantă a circuitului care respectă regulile de mai sus.

3. Performanțele amplificatorului. Puterea de ieșire. Pentru a

obține o putere de 60 W pe o sarcină de 4Ω , curentul prin sarcină este de 3,9 A (5,5 A vîrf) calculate cu relațiile:

$$P_0 = I^2 R_s = U^2 / R_s \quad (1)$$

$$I = \frac{I_{\text{vîrf}}}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

$$U = \frac{U_{\text{vîrf}}}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

Din relația (1) rezultă că tensiunea de ieșire prin sarcină, pentru

o putere de 60 W la ieșire, este de 15,5 V ef sau 22 V vîrf. Pentru a asigura un curent de sursă de 5,5 A, FET-ul cu canal n IRF 532 cere o tensiune poartă-sursă de 5 V. În concluzie, pentru ca tensiunea de poartă să asigure puterea de U vîrf pe sensul pozitiv, trebuie ca U vîrf + U poartă-sursă = 27 V.

Un calcul similar arată că pentru vîrfurile negative, folosind FET-ul cu canal p tip IRF 9532, este necesară alimentarea porții la tensiunea de -28 V. Astfel, o sursă de $\pm 30 \text{ Vcc}$ va fi adecvată pentru o putere de ieșire de 60 W, sursa avînd o cădere de tensiune de maximum $\pm 28 \text{ Vcc}$ sub sarcină pentru o impedanță a sursei de alimentare mai bună de 1Ω .

Puterea absorbită de la sursa de alimentare poate fi calculată cu ajutorul relației:

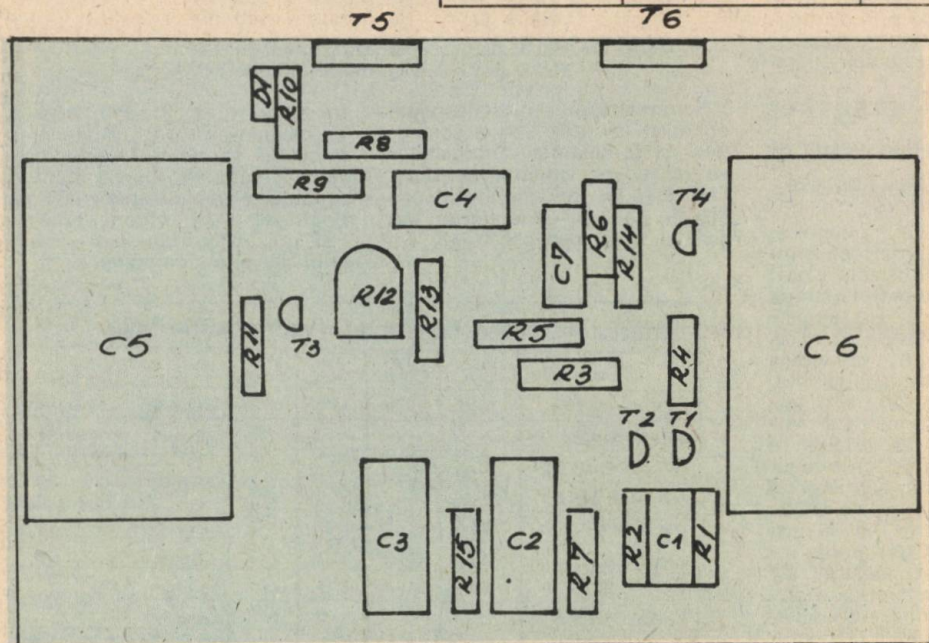
$$P_s = 2 U_{cc} \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{ef} \right) \quad (4)$$

A.T.

tabelul nr.2

Variatia tensiunii reziduale de ieșire și a curenților de repaus funcție de valoarea tensiunii $\pm V_{cc}$

Tensiunea de alimentare $\pm V_{cc}$ (Vef)	Tensiunea reziduală de ieșire V_{00} [mV]	Curentul de repaus I_r [mA]
35	-40	135
30	-20	100
25	+4	75
20	+30	54



Disponerea pe placă a componentelor

Diferența între puterea absorbită de la sursă, calculată cu relația (4), și puterea eliberată sarcinii, calculată cu relația (1), este puterea disipată în tranzistoarele finale și are un maximum de aproximativ 46 W.

Se vor utiliza radiatoare de minimum 250 cm² pentru fiecare tranzistor final.

Răspunsul în frecvență

Curbele de răspuns în frecvență ale amplificatorului sînt prezentate în figura nr. 3. Curbele pentru buclă închisă sînt date pentru $\text{cîștig} = 100 (R_7 = 470\Omega)$ și $\text{cîștig} = 20 (R_7 = 2.2k\Omega)$. În ambele cazuri, curbele rămîn drepte cu neliniarități sub 1 dB între 15 Hz și 100 kHz, pe o sarcină de 8 Ω .

4. Sursa de alimentare. În figura nr. 4 se prezintă o sursă de alimentare ce asigură o tensiune de ± 30 Vcc, folosindu-se o înfășurare cu priză mediană pentru secundarul transformatorului. Condensatoarele de filtraj de 2 200 μ F, C5, C6, vor fi montate cît mai aproape de etajul final.

5. Reglarea amplificatorului. La montarea amplificatorului și la reglarea sa se vor respecta următoarele indicații:

- la montaj se vor conecta înții componentele pasive, asigurînd polaritatea corectă a condensatoarelor electrolitice, apoi se montează tranzistoarele T1—4, verificîndu-se corectitudinea montării;

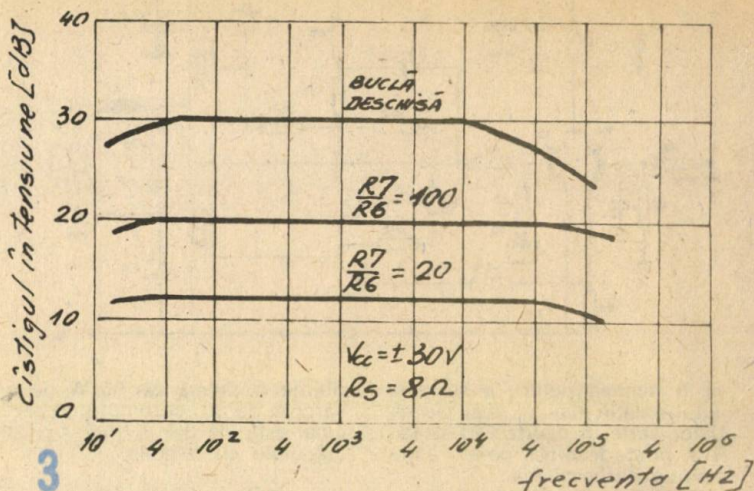
- tranzistoarele finale vor fi montate ultimele, prevenindu-se descărcările statice prin scurtcircuitarea terminalelor la masă și folosind un ciocan de lipit cu împănitoare;

- verificați plasarea corectă a componentelor;

- înlăturați punțile în scurt de pe fața placată;

- verificați cu ohmmetrul lipiturile reci;

- se alimentează montajul și se fixează curentul de repaus între 50—100 mA. R12 este plasat la început la capătul stînga (complet antiorar). Un ampermetru conectat în serie cu +Vcc, pe scala de 1 A, va indica 50—100 mA prin reglajul lui R12. Reglajul se poate face fără sarcină. Dacă se conectează sarcina, aceasta se va proteja în faza de reglaje, în cc, cu o siguranță de 2 A rapidă. Cu curentul de repaus reglat în aceste limite, tensiunea de ieșire va fi mai mică de 100 mV. Constatarea variațiilor excesive și aleatorii ale curentului de repaus după reglajul lui R12 înseamnă autooscilația montajului. Soluțiile de înlăturare sînt:



- se introduc rezistoare serie cu poarta FET-urilor (experimental, 680 Ω —100 Ω);

- reducerea lungimii conexiunilor de poartă;

- legarea corectă la masă;

- legarea condensatoarelor de filtraj cît mai aproape de etajul final. Reglajul curentului de repaus se va face cu FET-urile montate pe radiatoare, pentru a se evita distrugerea lor prin supraîncălzire.

După reglarea curentului de repaus, se înlătură ampermetrul și se poate introduce semnal la intrarea amplificatorului:

- cîștig 100 $R_s = 4\Omega$ U intrare = 150 mV
 $R_s = 8\Omega$ U intrare = 160 mV
- cîștig 20 $R_s = 4\Omega$ U intrare = 770 mV
 $R_s = 8\Omega$ U intrare = 800 mV

Se urmărește pe osciloscopul conectat la ieșire forma semnalului și la apariția deformațiilor se va reduce valoarea acestuia. Frecvența de răspuns se va verifica cu ajutorul generatorului de semnal și al osciloscopului.

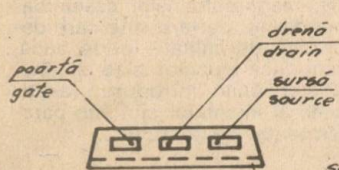
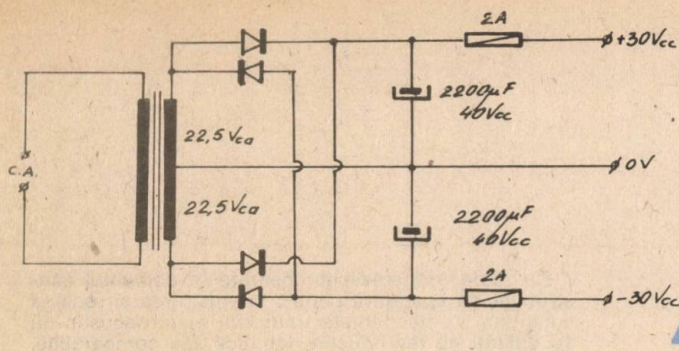
Distorșiunile la ieșire ale forme de undă pentru frecvențele înalte indică o sarcină reactivă și se impune ajustarea bobinei de șoc. Totodată, răspunsul în frecvență înaltă poate fi controlat cu un condensator de compensare în paralel cu R6. Răspunsul în frecvențe joase poate fi controlat din R7, C2.

Brumul poate apărea mai ales la circuitul cu cîștig mare. Se va utiliza cablu ecranat pentru conexiunile de intrare, legat la masă la sursa de semnal. Brumul de rețea injectat la intrare de că-

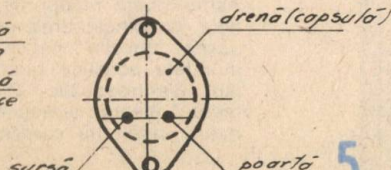
tre alimentator se poate măsura pe condensatorul C3. Reducerea brumului se poate încerca prin variația valorilor lui C3, R5. În eventualitatea distrugerii etajului final, se vor înlocui ambele FET-uri, verificîndu-se în totalitate celelalte componente.

tabelul nr.3 Caracteristicile tranzistoarelor finale

Tip	V _{DS} [V]	R _{DS} [Ω]	I _a [A]	P ₀ [W]	Obs
IR F 532	100	0,25	12	75	canal-n. TO220AB
IR F9532	-100	0,40	-10	75	canal-p. TO220AB
IR N/P 5532	+100 -100	0,2 0,3	+25 -25	75	perechi complementare TO220AB
IR N/P 5533	+60 -60	0,2 0,3	+25 -25	75	perechi complementare TO220AB
IR F132	100	0,25	12	75	canal-n. TO-3
IR F9132	-100	0,40	-10	75	canal-p. TO-3
HFP 7917	-100		-15	115	canal-p. TO-3 pred-HH
HPN 7917	100		15	115	canal-n. TO-3 pred-HH
(R = în Terminals/Receptiv HH = Meta Bridge (50/10))					



TO - 220AB



TO-3

NOUTĂȚI I.C.C.E.

DIODE REDRESOARE

Tip	V_{RWM} (V)	I_{FAV} (A) $T_C = 125^\circ C$	I_{FSM} (A) ($t = 10$ ms)	V_{RA} (V)	I_{RSM} (A) ($t = 10$ µs)
ROR 30	900	20	250	1 050	20
ROR 28	800	20	250	900	35
ROR 26	600	20	250	700	60
ROR 300	1 000	20	250	—	—
ROR 280	800	20	250	—	—
ROR 260	600	20	250	—	—
ROR 240	400	20	250	—	—
ROR 220	200	20	250	—	—

DIODE ZENER

Tip	V_{ZN} (V)	V_Z (V) min.	V_Z (V) max.	I_{ZT} (mA)	R_{ZT} (ohm) max.	I_{ZK} (mA)	R_{ZK} (ohm) max.
1N 3016 B	6,8	6,4	7,2	37	3,5	1	700
1N 3017 B	7,5	7	7,9	34	4	0,5	700
1N 3018 B	8,2	7,7	8,7	31	4,5	0,5	700
1N 3019 B	9,1	8,5	9,6	28	5	0,5	700
1N 3020 B	10	9,4	10,6	25	7	0,25	700
1N 3021 B	11	10,4	11,6	23	8	0,25	700
1N 3022 B	12	11,4	12,7	21	9	0,25	700
1N 3023 B	13	12,4	14,1	19	10	0,25	700
1N 3024 B	15	13,8	15,6	17	14	0,25	700
1N 3025 B	16	15,3	17,1	15,5	16	0,25	700
1N 3026 B	18	16,8	19,1	14	20	0,25	750
1N 3027 B	20	18,8	21,2	12,5	22	0,25	750
1N 3028 B	22	20,8	23,3	11,5	23	0,25	750
1N 3029 B	24	22,8	25,6	10,5	25	0,25	750
1N 3030 B	27	25,1	28,9	9,5	35	0,25	750
1N 3031 B	30	28	32	8,5	40	0,25	1 000
1N 3032 B	33	34	35	7,5	45	0,25	1 000
1N 3033 B	36	31	38	7	50	0,25	1 000

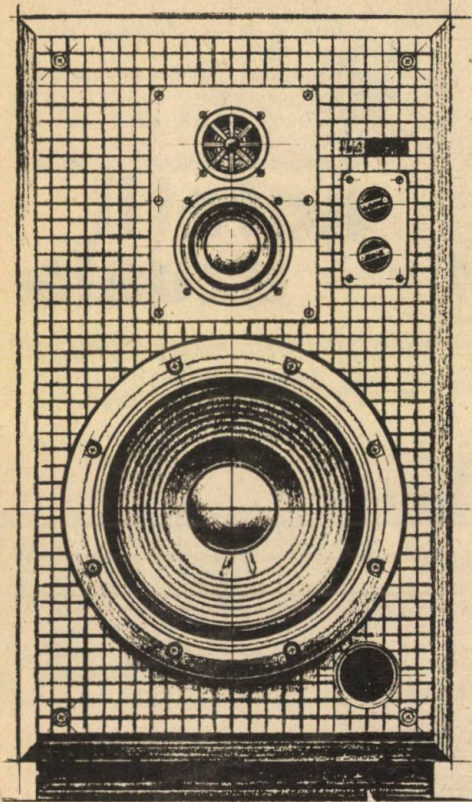
BIBLIOGRAFIE

International Rectifier Data Book, 1982
 HH Electronic MOS-FET Power Amplifiers, 1980
 RCA Handbook, 1982-1983.

notații uzuale

C_{re} — Capacitatea de reacție (emitor comun)
 C_{rb} — Capacitatea de reacție (bază comună)
 C_{rd} — Capacitatea de reacție (drenă comună)

C_{rs} — Capacitatea de reacție (sursă comună)
 G_p — Cîștigul în putere
 h_{fe} — Amplificarea în curent la semnal mic
 h_{FE} — Amplificarea în curent (d.c.)
 I_F — Curentul direct
 I_{FM} — Curentul direct maxim (de vîrf)
 I_{FRM} — Curentul direct repetitiv maxim
 I_{FWM} — Curentul direct maxim de lucru
 R_L — Rezistența de sarcină
 V_{CER} — Tensiunea colector — emitor cu o rezistență specificată între emitor și bază
 V_{CES} — Tensiunea colector-emitor cu emitorul conectat la bază
 V_{CESat} — Tensiunea colector-emitor de saturație
 V_F — Tensiunea continuă directă
 V_R — Tensiunea continuă inversă
 V_n — Tensiunea echivalentă de zgomot
 V_o — Tensiunea de ieșire
 V_{RRM} — Tensiunea inversă repetitivă maximă
 V_{RWM} — Tensiunea inversă maximă de lucru
 V_{SB} — Tensiunea sursă-substrat
 Y_{ts} — Admitanța de transfer sau transconductanța (sursă comună)



Cu toate progresele înregistrate în domeniul construcției de aparatură pentru înregistrarea și redarea sunetului, componentele unui lanț electroacustic nu au calități de reproducere identice sau comparabile. Astfel, dacă picupurile, magnetofonele, casetofonele, amplificatoarele audio au performanțe care depășesc nevoile unei audiții de calitate foarte bună, incintele acustice rămân încă punctul slab al unui lanț electroacustic. Distorsiunile introduse, randamentul electric și acustic al incintelor sînt sub parametrii celorlalte componente ale lanțului.

INCINTE ACUSTICE

Ing. A. MATEESCU

La alegerea unor incinte acustice intervin cîteva elemente care sînt luate în considerare de către amatorul de audiții de înaltă fidelitate:

— puterea de ieșire a amplificatorului de audiofrecvență;

— gabaritul incintei pentru încadrarea în spațiul destinat audițiilor;

— bugetul alocat pentru procurarea sau construcția incintelor.

Tabelul următor cuprinde un rezumat privind primele două criterii enumerate mai sus:

În zona normală de funcționare la frecvențe joase, incintele cu rezonator (bas-reflex, activ-pasiv) introduc un coeficient de distorsiuni mai mic decît incintele închise, dar acest fapt este compensat de apariția, la frecvențe infrasonore, a unor deplasări importante ale membranei difuzorului, deplasări ce pot conduce la deteriorarea acestuia. În acest caz se recomandă utilizarea unui filtru subsonic (anti-rumble) atunci cînd semnalul cuprinde astfel de frecvențe.

Pentru amatorii care doresc să-și construiască singuri incinte acustice și dispun de materialele și îndemînarea necesare, în domeniul timpăriei, vopsitoriei, bobinajului etc., sînt necesare elementele pentru dimensionarea corectă a incintelor în

funcție de difuzoarele disponibile, ca și alegerea corectă a tipului de incintă în funcție de construcția difuzorului pentru reproducerea frecvențelor joase. Folosirea unor difuzoare cu suspensia membranei prea moale, destinate incintelor închise, sau cu suspensia prea rigidă, la incinte cu rezonator, conduce la obținerea de rezultate de slabă calitate, iar difuzorul se va distruge în scurt timp.

Pentru o alegere corectă a difuzoarelor în tabelul 1 sînt prezentate principalele caracteristici ale unor difuzoare care se utilizează frecvent în aparatura de larg consum, ce se pot procura din comerț, difuzoare ce se pot folosi cu rezultate foarte bune în construcția unor incinte acustice cu performanțe comparabile cu ale realizărilor industriale.

Alegerea tipului și a dimensiunilor incintei se va face după procurarea difuzoarelor, fiind necesară cunoașterea diametrului membranei, ca și a tipului de suspensie a membranei. Se va avea în vedere că difuzoarele cu suspensia membranei din cauciuc sau alt material foarte moale, concepute special pentru funcționarea în incinte închise se

TIPUL INCINTEI	RANDAMENT	VOLUM	OBSERVAȚII
Bas-reflex Activ-pasiv	ridicat ridicat	important mediu	difuzor frecvențe joase puternic
Închisă	bun	redus	puterea amplificatorului mare

DIFUZOARE. Caracteristici tehnice Tabelul 1

Tipul	Puterea electrică [VA]	Impe- danță [Ω]	Banda de frecvență [Hz]	Prođu- cător	Alte date
P21480	6	4	60 - 12.500	151 A3R	eliptic 233x160 f _a = 77 Hz
P22130	8	4	60 - 16.000	--	φ 130 x 60
P21483	10	6	40 - 16.000	--	φ 216 x 112 f _a = 50 Hz
ARN 567	10	4	20 - 5.000	Tealor RSC	φ 160
ARV 081	2	6	4.500 - 16.000	--	eliptic
ARV 261	1,5	4	4.500 - 18.000	--	
L5954	8	8	4.500 - 18.000	REF RGG	eliptic 155x105
HD 65/11	30	4	3.000 - 20.000	Videofon R	φ 55 x 26
GD 12/8	8	6	40 - 16.000	Tonsil RAP	φ 110 Licență Pioneer
BKH 1231	40	8	20 - 6.000	RPB	φ 312 x 158 3,6 kg
BB2015	4	10	30 - 4.000	--	φ 200 f _a = 30 Hz
BKC 5231	30	8	500 - 5.000	--	φ 141 x 84 4 kg
BKA 40-8	40	8	2.500 - 40.000	--	250 x 124 x 184 2,5 kg
BKB 3731	20	8	1.500 - 18.000	--	φ 119 x 59 2,2 kg
HRA 51	80	8	3.000 - 40.000	--	115 x 133 x 35
BKB 432	10	8	5.000 - 18.000	--	φ 50
10/1436-40	10	4	50 - 25.000	UR33	φ 200 x 85 4,4 kg f _a = 40 Hz
2/14-36	2	8	2.000 - 20.000	--	80 x 50 x 35
3/14-31	3	8	3.000 - 18.000	--	φ 100 x 48
6/14-6	6	4	63 - 5.000	--	φ 125 x 80
6/14-11	6	8	3.000 - 20.000	--	50 x 50 x 48
10/14-34	10	4	63 - 5.000	--	φ 125 x 73
10/14-35	10	15	3.000 - 25.000	--	φ 100 x 48
15/14-11	15	15	200 - 5.000	--	φ 125 x 73
25/14-26	25	4	40 - 5.000	--	φ 200 x 125
30/14-1	30	4	30 - 10.000	--	φ 250 x 151

vor defecta rapid prin deplasări prea ample ale membranei, folosite în incinte cu rezonator sau în incinte închise, neetanșe.

Tabelul 2 și schițele următoare prezintă mai multe soluții constructive, plecând de la diametrul difuzorului pentru reproducerea frecvențelor joase ca element de bază.

INDICAȚII ȘI DETALII DE CONȘTRUCȚIE

Pentru obținerea unor rezultate bune recomand:

— materialul de construcție adecvat este placa de PAL cu grosimea de 20 mm;

— la incintele închise sau activ-pasiv se vor lua toate măsurile pentru o foarte bună etan-

șare a construcției. Materialul fonoabsorbant (vată de sticlă, spumă de poliuretan) se va așeza, fără a fi tasat, în interiorul incintei, lăsând un spațiu de circa 50 mm în spatele difuzoarelor. Vata de sticlă va fi introdusă în săculeți de pinză deasă. Fibrele scurte, antrenate de aer, pot intra în sistemul mobil al difuzorului, afectându-i funcționarea.

— la incintele activ-pasiv se va verifica cuplajul activ-pasiv prin apăsarea ușoară, în lungul axului bobinei, a membranei difuzorului. Membrana pasivă se va deplasa instantaneu în față, urmărind fidel mișcarea membranei active;

— la incintele bas-reflex, căpușirea incintei cu un strat de spumă de poliuretan de 20-30 mm grosime este suficientă. Nu se va umple incinta cu material fonoabsorbant pen-

A.T.

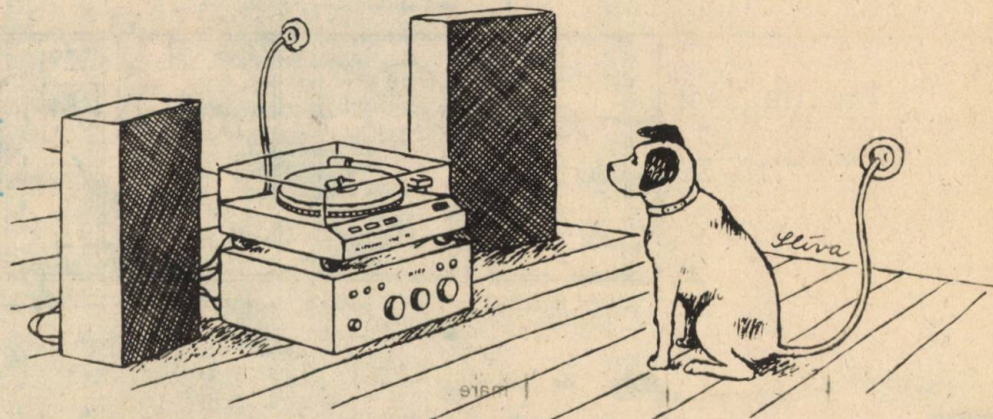
tru a nu se amortiza rezonatorul;

— la incintele cu 3 căi, difuzoarele pentru reproducerea frecvențelor medii și înalte, care nu au șasiul închis la spate, se vor monta în compartimente închise etanș, pentru a se evita orice interacțiune între membranele difuzoarelor. Aceste compartimente se vor umple, fără a se tasa, cu material fonoabsorbant;

— la montarea difuzoarelor se va evita deformarea șasiurilor.

Difuzoarele se vor monta etanș pe panoul frontal, etanșarea efectuată cu ajutorul masticului sau al unei garnituri de cauciuc

U M O R

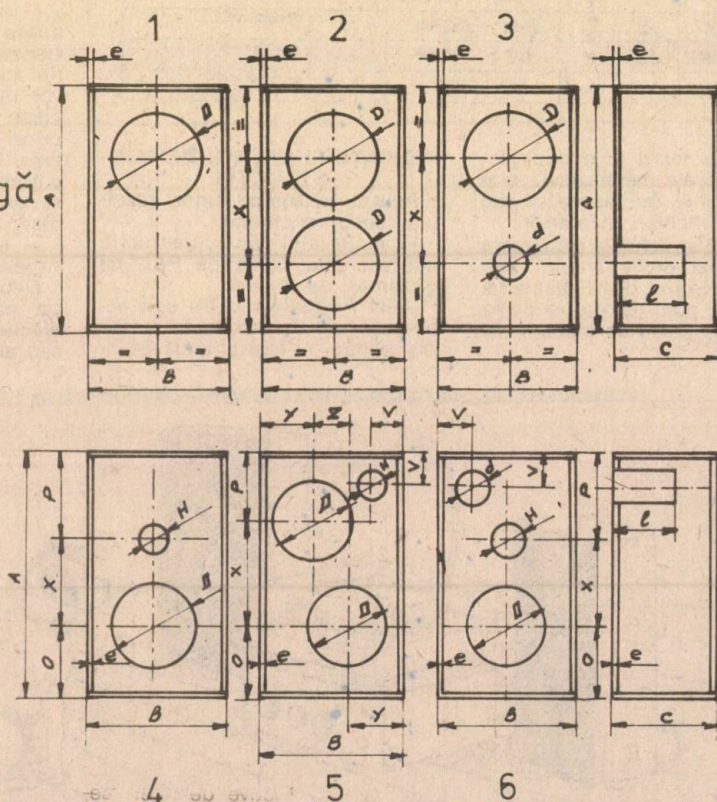


Tabelul 2

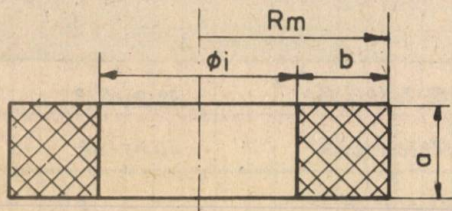
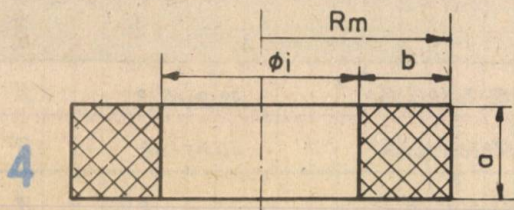
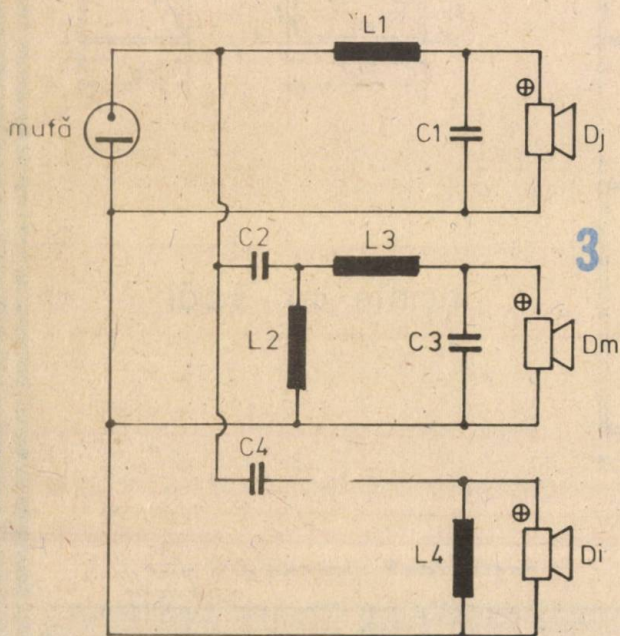
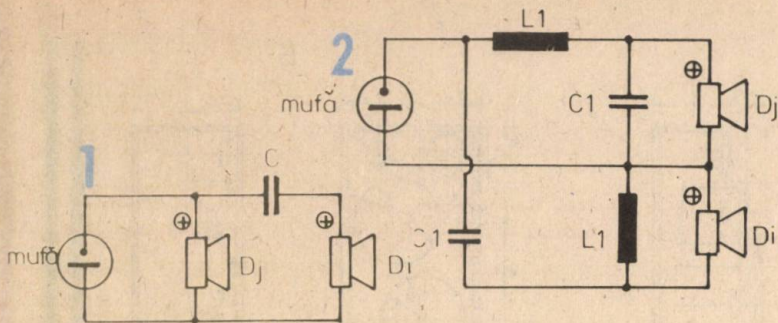
	tipul	A	B	C	D	V	H	X	$\bar{e}$	O	P	Y	Z	d	ℓ	Figura
incinte bandă largă	incintă închisă	25	17	23	11				1,5							1
	incintă închisă	30	20	18	15				1,5							1
	bas reflex	50	26	23	20			23	1,5					7	6,5	3
	activ-pasiv	50	26	23	20			23	1,5							2
	bas reflex	58	32	25	20			23	1,5					7	5	3
	activ-pasiv	58	32	25	20			23	1,5							2
incinte cu 2 căi	incintă închisă	36	17	19	H			16	1,5	10,5	9,5					4
	închisă	45	26	18	15			16	1,5	12	17					4
	închisă	50	26	24	20			17	1,5	18	15					4
	activ-pasiv	54	30	24	20	7		22	1,5	14,5	12,5	13	4			5
	bas reflex	54	30	24	20	7		17	1,5	18	19			7	6	6
	bas reflex	70	36	26	22,5	10		20	1,5	23	27			9	14	6

- $\bar{e}$ - valoare minimă
- dimensiunile sînt exprimate în cm

Incinte
bandă largă



Incinte
cu 2 căi



subțire cu grosimea de 0,5 — 1 mm;

— asamblările pieselor de lemn se vor face cu șuruburi pentru lemn și aracet gros de țimplărie. Finisarea exterioară a incintei se va face, după preferință și posibilități, prin vopsire sau furniruire și lăcuire. Pentru protecția membranei difuzoarelor, fața incintei va fi prevăzută cu o ramă demontabilă pe care se întinde o țesătură rară, decorativă.

REȚELE (FILTRE) DE SEPARARE

Deoarece un singur difuzor nu

poate reproduce la cerințele impuse toată banda de frecvență cerută de normele de înaltă fidelitate se utilizează mai multe difuzoare, introduse în aceeași incintă, fiecare difuzor reproducând un spectru îngust de frecvență, pentru care a fost construit, întreaga incintă acoperind banda de frecvență impusă. Pentru ca fiecare difuzor să nu primească decât domeniul stabilit de frecvențe, se utilizează rețele (filtre) de separare a benzii audio. Literatura de specialitate cuprinde mai multe tipuri și variante constructive de rețele se-

paratoare, din care prezentăm numai trei variante, care sînt acoperitoare pentru nevoile amatorului.

Pentru ansamblul format din două difuzoare, unul pentru reproducerea frecvențelor joase (Dj) și unul pentru reproducerea frecvențelor înalte (Di), cel mai simplu filtru, prezentat în figura 1, este format dintr-un singur condensator nepolarizat C, care se va determina cu relația:

$$C = \frac{160 \cdot 10^3}{f_t \cdot Z_t} \text{ (mF)}, \text{ unde}$$

f_t = frecvența de tăiere, în hertzi;

Z_t = impedanța difuzorului la frecvența de tăiere, în ohmi.

Acest tip de filtru are o eficacitate scăzută în separarea domeniilor de lucru pentru cele două difuzoare, din care cauză



se recomandă, în cazul incintelor cu două căi, utilizarea filtrului din figura 2, care asigură o eficacitate de 9—12 dB/octavă. Valorile inductanței și capacității se calculează cu relațiile:

$$L_1 = \frac{225 \cdot Z}{f_t} \text{ (mH)} \text{ și } C_1 = \frac{113 \cdot 10^3}{f_t \cdot Z} \text{ (mF)}, \text{ unde}$$

f_t = frecvența de tăiere a filtrului, în hertzi;

Z = impedanța difuzorului, în ohmi.

În cazul utilizării unui ansamblu de trei difuzoare, pentru reproducerea frecvențelor joase (Dj), medii (Dm), înalte (Di), se recomandă utilizarea rețelei de separare din figura 3, în care inductanțele și capacitățile se calculează cu următoarele relații:

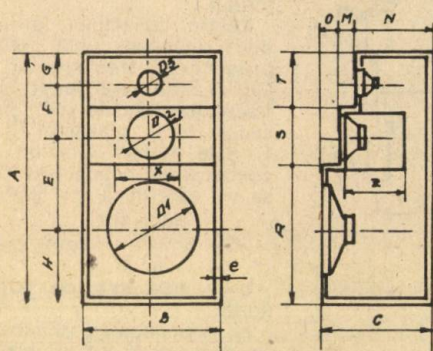
$$L_1 = L_2 = \frac{12 \cdot Z}{f_{t1}} \text{ (henri)}$$

$$L_3 = L_4 = \frac{12 \cdot Z}{f_{t2}} \text{ (henri)}$$

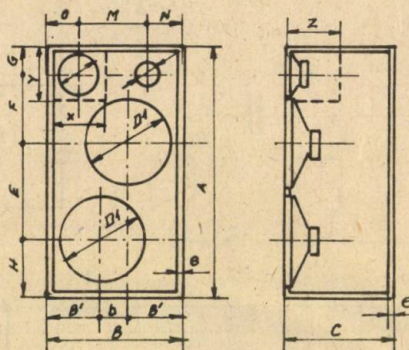
$$C_1 = C_2 = \frac{1}{f_{t1} \cdot Z \cdot 12} \text{ (farazi)}$$

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{f_{t2} \cdot Z \cdot 12} \text{ (farazi)}$$

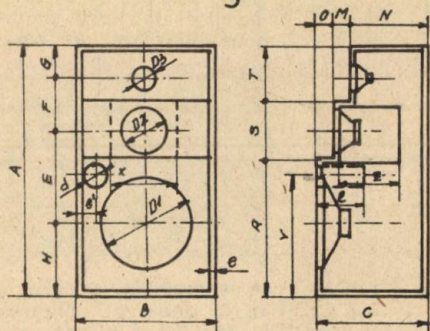
7



8



9



incinte cu 3 căi

Tabelul 2

- notă: toate dimensiunile sînt în centimetri

tipul	A	B	C	B'	b	D	D'	D''	H	E	F	G	O	M	N	X	Y	Z	V	R	S	T	e	I	d	Z	Fig. nr.
incintă închisă	70	28	24			18			15	30	17,5	7,5	5,5	2	16,5					35	20	15	2				7
	70	38	30			22			17	28	17,5	7,5	4,5	2,5	23					35	20	15	2				7
activ - pasiv	70	36	24	15	6	19			15	22	21	12	11	16	9								2				8
bas- reflex	70	36	24	6		19			15	35	15	5	4,5	2,5	17				35	40	20	10	2	9	7	8	9
	80	38	30	6		22			16	39	17,5	7,5	8	2	20				39	45	20	15	2	6,5	7	8	9
	68	35	28	6		24			18	24	17	9,5	0	2,5	25,5				37,5		18	15	15	7	8	9	
	80	38	30	6		24			16	39	17,5	7,5	4,5	4	21,5	18	39	45	20	15	2	8	7	8	9	9	
	85	44	38	6		28,5			20	35	21,5	8,5	4	2	32	23	18	36	42	26	17	2	10	7	8	9	
activ-pasiv	106	42	38	13	4	28,5			20	32	40	14	14	18	10	23	18					2			8	8	
	70	38	28	17	4	18			15	22	21	12	12	16	10							2			8	8	

unde

f_{11} = frecvența de tăiere dintre benzile de frecvență reproduse de D_J și D_m, în Hz;

f_{12} = frecvența de tăiere dintre benzile de frecvență reproduse de D_m și D_i, în Hz;

Z = impedanța difuzorului, în ohmi.

La construcția bobinelor se va folosi sîrmă de cupru emailat cu diametrul de 1–1,5 mm, iar carcasele pentru bobinaj vor fi fără rez magnetice. Se pot folosi tuburile din PVC de la medicamente la care se vor lipi capace plastice sau carton gros. Bobinarea se va face spiră lînga spirală manual. Un calcul suficient de precis al numărului de spire se va face cu relația:

$$R_m \cdot n^2 \cdot 0,315$$

$L = \frac{6R_m + 9a + 10b}{\text{mi-}}$

crohenri), unde

L = inductanța bobinei, exprimată în microhenri;

R_m = raza medie a bobinei, în centimetri;

a = lungimea bobinei, în centimetri;

b = grosimea bobinei, în centimetri.

Elementele specificate mai sus sînt reprezentate în figura 4.

Pentru efectuarea calculelor, știindu-se valoarea lui L, se impune o anumită lungime a bobinei și se aproximează raza medie și grosimea b. Se obține o primă valoare a numărului de spire n. Cunoșcînd diametrul, izolația sîrmei de bobinaj și numărul de spire calculat, se determină grosimea b. Se confruntă valorile lui b, cea aproximată și cea calculată, și se reiau calculele cu noile valori pentru raza medie și grosimea bobinei.

Din calcul, condensatoarele rețelei de separare pot avea valori foarte mari, ce nu intră în valorile standardizate pentru condensatoarele nepolarizate. Se pot obține condensatoare nepo-

larizate de valorile cerute printr-un artificiu de montaj prezentat în figurile 5 și 6. Pentru a se evita defectarea condensatoarelor electrolitice, se vor folosi condensatoare cu tensiunea nominală de peste 50–100 V sau varianta din figura 6. Diodele trebuie să suporte tensiunile și curenții maximi din semnalul livrat de amplificatorul audio folosit.

Rețeaua (filtrul) de separare se va monta pe o plăcuță cu cablaj imprimat, cositorit, sau pe o plăcuță izolatoare, la care cablajul se va executa convențional. Plăcuța se va monta în interiorul incintei, rigid, pentru evitarea vibrațiilor parazite ale elementelor componente. La conectarea difuzoarelor la rețeaua de separare se va urmări fazarea corectă, conform figurilor 1–3.

Dacă difuzoarele nu au marcat pe șasiu polul +, atunci se va proceda la determinarea acestuia la toate difuzoarele incintei. Cu ajutorul unei baterii de lanternă de 4,5 V, inseriată cu o rezistență de 10 Ω , ce se va conecta pe rînd la bornele fiecărui difuzor, se va nota cu plus borna difuzorului conectată la borna plus a bateriei, atunci cînd membrana acestuia este împinsă în afară.

RADIATOARE PASIVE

Amatorul își poate construi, dacă este suficient de îndemînic, radiatorul pasiv de care are nevoie cînd optează pentru o incintă de acest tip. Soluția cea mai ușoară este modificarea unui difuzor cu defecte, a căror remediere nu este economică. Convin difuzoarele care au în perfectă stare următoarele elemente componente: șasiul, membrana, suspensia elastică a membranei și căpăcelul ce astupă centrul membranei. Aceste difuzoare se pot transforma în radiatoare pasive astfel:

— se va desprinde magnetul difuzorului de șasiul de tablă

ambutisată, evitîndu-se deformarea șasiului. Operația se execută cu o dală plată, subțire, după prinderea magnetului în menghină;

— prin pensulare cu acetona se vor dezlipi căpăcelul din centrul membranei și suportul cilindric al bobinei difuzorului. Se taie firele leonice ale bobinei. Dacă acestea sînt prinse pe o porțiune a membranei, ele se vor dezlipi cu atenție pentru a nu deteriora membrana. Găurile de trecere a firelor se vor astupa cu discuri mici de hirtie de filtru (sugativă) lipite cu prenadex;

— se detașează membrana de centrare a bobinei de pe șasiu;

— se relipește căpăcelul celulozic în centrul membranei cu nitrolac.

În final se va obține un ansamblu format din șasiul de tablă al difuzorului pe care se află mon-

A.T.

tată membrana prin intermediul suspensiei sale.

La construcția unei incinte cu radiator pasiv, acesta va avea suprafața egală sau mai mare decît a difuzorului pentru reproducerea frecvențelor joase. Se pretează la această transformare difuzoarele de diametru mare, dar și difuzoare defecte de construcție mai recentă, dintre care cităm:

— P21480 (6 VA, 4 Ω), P21483 (10 VA, 6 Ω), P22130 (8 VA, 4 Ω), produse de I.E.I.-București;

— ARN 567, fabricație Tesla, R.S.C.;

— BKH1231 și BB201B4, produse în R.P.B.;

— 10GD-34, 25GD-26, 4GD-28, produse în U.R.S.S.

Bibliografie:

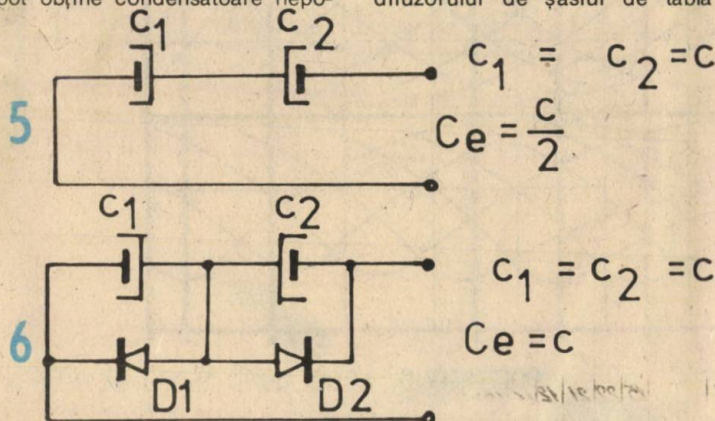
Montaje acustice pentru difuzoare, C. Luca și I. Zănescu, Editura tehnică, 1972

HI-FI A.B.C., G.D. Oprescu, Colecția CRISTAL, Editura Albatros

Colecția revistei „Radio” (U.R.S.S.), anii 1978–1983

Colecția revistei „Radio, Televiziă și Electronică”, R.P.B., anii 1980–1982

Prospecte SONY 1981–1982, SIARE, seria 200–1981, P.I.O. NEER, 1983, University Sound, 1982





Egalizatorul grafic reprezintă un accesoriu „de virt” al instalațiilor electroacustice de amplificare care și redare a sunetului, el făcând corecția mare finețe prin mărirea sau micșorarea amplitudinii uneia sau mai multor benzi din spectrul audiofrecvență al semnalului util.

Egalizatoarele grafice industriale sînt echipate cu filtre LC, greu de confecționat, motiv pentru care ele sînt greu accesibile.

EGALIZOR GRAFIC

Prof. MIHAI CHIRIȚĂ

Egalizatorul prezentat acum este executat cu filtre RC, respectiv cu componente electronice ușor accesibile pentru radioamatori, iar banda frecvențelor audio a fost împărțită în cele 10 diviziuni uzuale, pe care le

amplifică sau le atenuează cu ajutorul unor potențiometre cu variație liniară de lucru.

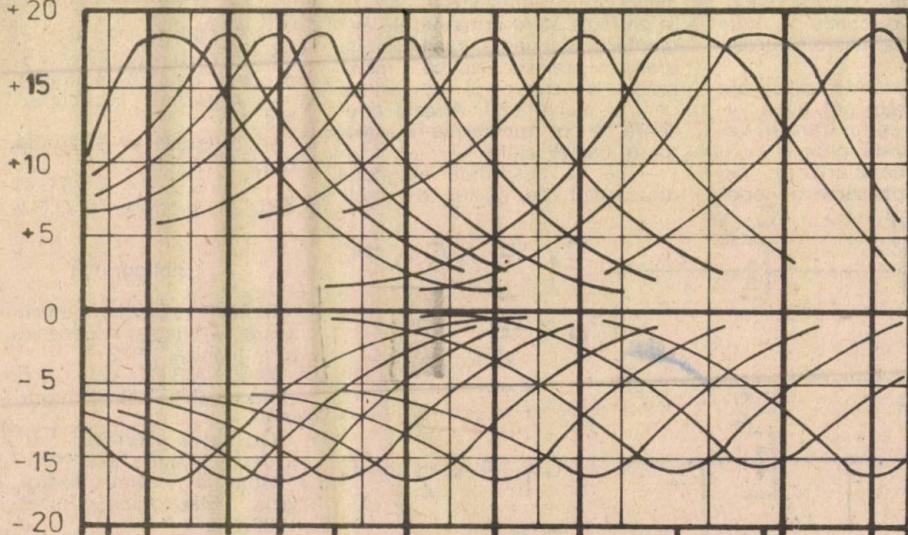
Dacă la un moment dat am trasă o linie care să unească cursoarele potențiometrelor, am obține o reprezentare „grafică” a

curbei de răspuns amplitudine-frecvență, de unde și denumirea de egalizator grafic.

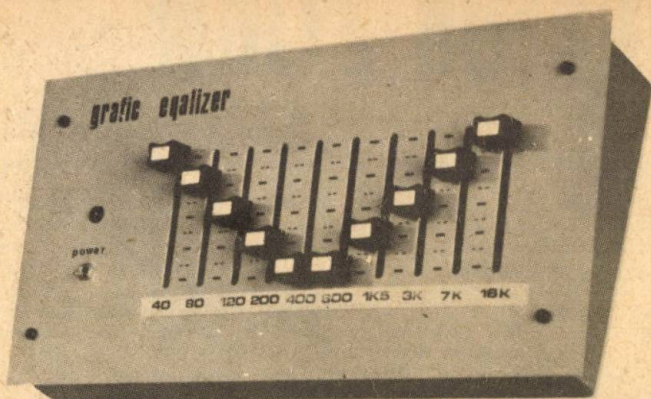
CARACTERISTICI

Tensiunea de intrare $U_i = 200 \text{ mV}/775 \text{ mV}$

dB + 20



20 40 625 125 250 500 1000 2000 4000 8000 15000 20000 Hz



Impedanța de intrare $Z_i = 50 \text{ k}\Omega$
 Tensiunea de ieșire $U_e = 200 \text{ mV/0dB/775 mV}$, max. 2,5 V
 Impedanța de ieșire $Z_e = 50 \Omega$
 Distorsiuni $< 0,3\%$
 Domeniul de lucru = 40, 80, 120, 200, 400, 800, 1 500, 3 000, 7 000 și 16 000 Hz
 Amplificarea + 18 dB
 Atenuarea - 12 dB
 Tensiunea de alimentare 27 V stabilizat
 Curentul consumat 0,03 A
 Tranzistoare = 14 x BC 109 C, 1 tranzistor BC 107.

Din analiza schemei electrice se distinge ușor că semnalul ce urmează a fi prelucrat este aplicat pe baza lui T1 și amplifi-

cat prin cuplaj galvanic de T2. Amplificarea sau atenuarea celor 10 benzi de lucru se face potențiometric de cele 10 blocuri funcționale pentru subgamele 40, 80, 120, 200, 400, 800, 1 500, 3 000, 7 000, 16 000 Hz.

În schemă nu sînt arătate decât primul și ultimul bloc funcțional, celelalte fiind la fel.

Condensatoarele C1, C2 și C3 au următoarele valori:

Pentru 40 Hz = 0,1 μF
 80 Hz = 68 nF
 120 Hz = 47 nF
 200 Hz = 22 nF
 400 Hz = 10 nF
 800 Hz = 4,7 nF
 1 500 Hz = 3,3 nF

3 000 Hz = 1 500 pF
 7 000 Hz = 680 pF
 16 000 Hz = 330 pF
 Rezistoarele R1, R2, R3 au următoarele valori:
 Pentru 40 Hz = 47 k Ω
 80 Hz = 41 k Ω
 120, 200, 400, 800,
 1 500, 3 000, 7 000,
 16 000 Hz = 39 k Ω .

Semnalul prelucrat rezultat din blocurile funcționale este aplicat tranzistorului T13 pentru amplificare, cuplat galvanic cu T14.

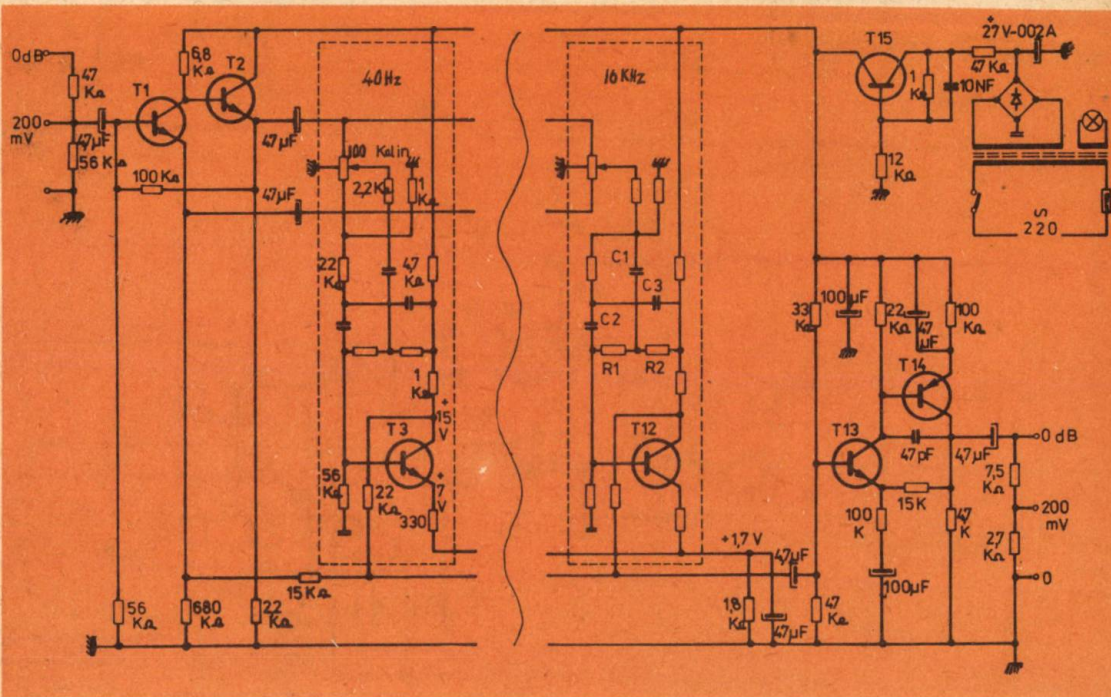
Semnalul de ieșire este cules din colectorul lui T14 printr-un divizor rezistiv.

Tensiunea de alimentare de 27 V este stabilizată și filtrată de T15.

Schemele anexate și fotografia sînt destul de concludente pentru orientarea amatorului constructor.

A.T.

Egalizatorul grafic prezentat este o prelucrare de substanță a unei scheme RIM.



AMPLIFICATOR 2x10W

LIVIU CODINOIU

În cele ce urmează este descris un amplificator de audiofrecvență cu performanțe comparabile cu ale celor de clasă HI-FI și executat în întregime cu circuite integrate. Montajul expus nu necesită condiții deosebite în ceea ce privește calitatea pieselor, cu excepția condensatorului C_{13} , funcționând și cu piese de valori apropiate. Puterea debitată la ieșire este mai mult decât suficientă pentru o încăpere de dimensiuni normale. Pentru obținerea unor performanțe deosebite, incintele acustice de redare vor trebui să fie de calitate corespunzătoare. Preamplificatorul (realizat cu CI 1) va fi ecranat, iar ecranul se va lega la masă.

CARACTERISTICI TEHNICE

1. Tensiunea de alimentare:

a. Pentru preamplificatoare: +15 V; -15 V stabilizată

b. Pentru amplificatoarele finale: +15 ÷ 16 V stabilizată sau nestabilizată, cu $I = 2$ A

2. Puterea debitată pe o sarcină $Z = 8 \Omega$:

a. $P_N = 8,5$ W, cu 0,6% distorsiuni;

b. $P_{max} = 10$ W, cu 1,5% distorsiuni.

3. Banda de frecvențe reprodusă: 40 Hz — 16 000 Hz.

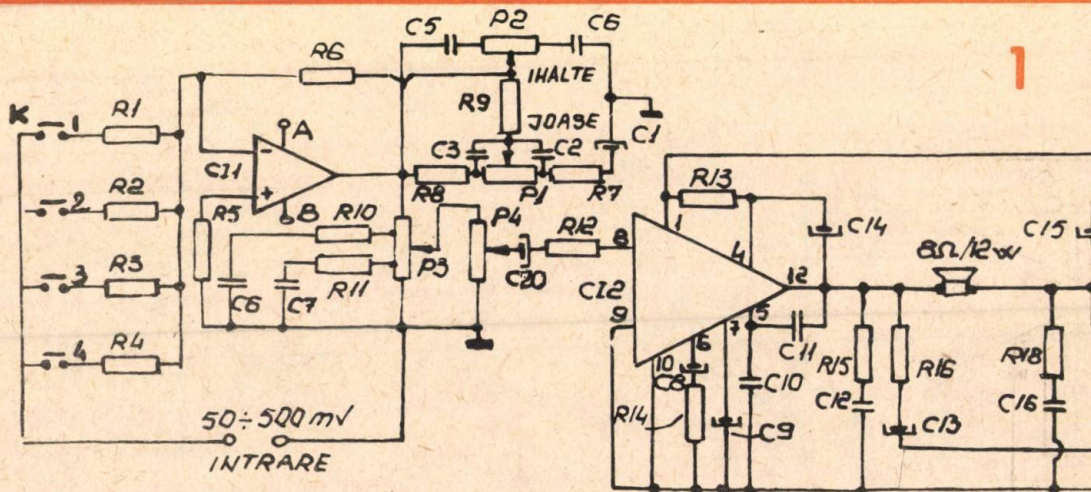
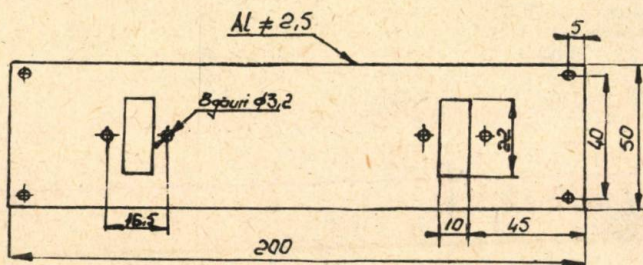
FUNCȚIONARE

Amplificatorul este format din două blocuri (fig. 1) pentru fiecare

canal stînga-dreapta, și anume preamplificatorul cu reglaj de ton-volum-balans și amplificatorul final. Preamplificatorul este realizat cu circuitul integrat. Se va urmări ca alimentarea acestuia să se facă cu o tensiune simetrică de maximum 15 V (+ și -) foarte bine filtrată (prin comutatorul K). La intrarea acestuia se aplică semnalul ce trebuie amplificat de la diverse surse. Rezistențele $R_1 - R_4$ au rolul de a face posibilă utilizarea unor tensiuni de audiofrecvență de la surse diferite în gama 50—500 mV (magnetofon, radio, picup cu doză de cristal). Potentiometrele P_2 și P_1 permit un reglaj pronunțat (± 10 dB) la ambele capete ale benzii de frecvențe reproduse. Cu ajutorul potențiometrului P_3 se poate regla volumul intensității sonore. Grupurile $R_{10}C_6$ și $R_{11}C_7$, racordate la prizele potențiometrului

P_3 , fac posibil un reglaj fiziologic de volum, care are ca efect obținerea aceluiași nivel de tărie a semnalului, indiferent de frecvența acestuia. Potențiometrul P_4 , pus pe același ax cu potențiometrul corespunzător de pe celălalt canal, echilibrează intensitatea semnalului la bornele de intrare ale celor două amplificatoare finale de pe cele două canale.

Etajul final este realizat cu două circuite integrate de tipul TBA 810AS (MBA 810AS). Circuitul integrat CI 2 este alimentat după o schemă clasică pentru acest tip de circuit. Cu totul deosebit este conectat circuitul integrat CI 3, la care intrarea 8 este bransată la punctul de masă, semnalul fiind aplicat prin intermediul grupului $R_{16}C_{13}$ pe pinul 6, adică la intrarea de reacție. În acest fel se obține la ieșirea integratului CI 3 un semnal



amplificat, defazat cu 180° față de semnalul de la ieșirea lui CI 2. Pe rezistența de sarcină se obține, prin urmare, un semnal de aproximativ două ori mai mare decât la ieșirea unui singur TBA 810 AS. Sarcina (8Ω/12W) este conectată între pinii 12 ai celor două circuite integrate.

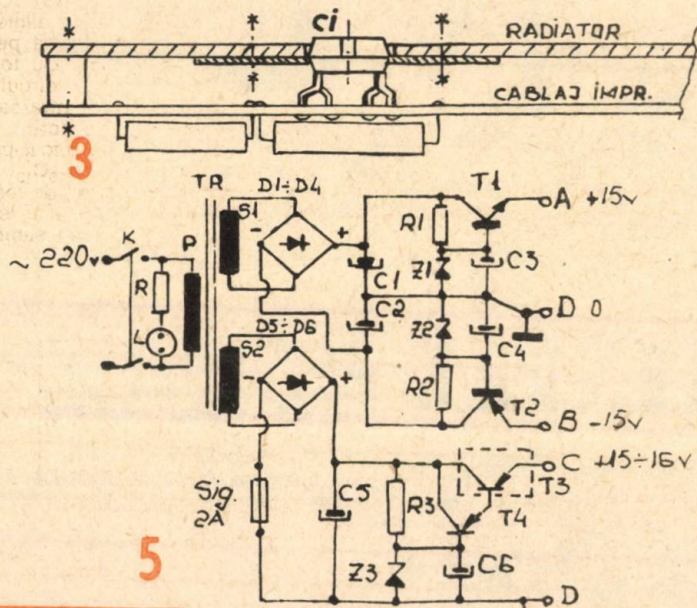
Personal am folosit două difuzoare de MAESTRO de 4Ω/6W fiecare. Valorile $R_{16}C_{13}$ nu sînt critice. Astfel, R_{16} poate avea valori cuprinse între limitele 3,3 kΩ și 4,7 kΩ, iar C_{13} între 20 μF și 47 μF. Montajul nu necesită reglaje, funcționînd de la prima cuplare, dacă integratele sînt în stare bună. Totuși se vor alege în așa fel componentele $R_{16}C_{13}$ încît distorsiunile să fie minime.

Nu se vor omite obligatoriu grupurile $R_{15}C_{12}$ și $R_{16}C_{16}$, care pun la masă oscilațiile supraaudibile periculoase.

Cablajul imprimat este redat în figura 4, iar modul de montare a circuitelor integrate finale pe radiator și cablaj (dublu placat) este arătat în figura 3.

În figura 2 sînt date cotele de gabarit și execuție ale radiatorilor. În figura 5 este dată schema electrică a alimentatorului.

Transformatorul TR are următoarele date: $S = 5 \text{ cm}^2$; $P = 2200 \text{ sp}$, CuEm $\varnothing 0,25$ pentru 220 V; $S_1 = 335 \text{ sp}$, CuEm $\varnothing 0,2$ pentru 30 V; $S_2 = 220 \text{ sp}$, CuEm $\varnothing 0,9$ pentru 20 V.



LISTA DE PIESE PENTRU ALIMENTATOR

$C_1 = C_2 = C_5 = 1000 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $C_6 = C_3 = C_4 = 420 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $D_1 \dots D_4 = 1\text{N}4001$ (F107); $D_5 \dots D_6 = 6\text{SL}6$; $R_1 = R_2 = 330 \Omega/0,25 \text{ W}$; $R_3 = 100 \Omega/1\text{W}$; $T_1 = \text{AC}181$; $T_2 = \text{AC}180$; $T_3 = 2\text{N}3055$ (cu radiator $S = 80 \text{ cm}^2$); $T_4 = \text{BD}135$ (cu radiator $S = 20 \text{ cm}^2$); $Z_1 = 2\text{xDZ}7\text{V}2$; $Z_2 = 2\text{xDZ}7\text{V}2$; $Z_3 = \text{PL}15$.

LISTA DE PIESE PENTRU AMPLIFICATOR

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$; $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$; $R_3 = 0,1 \text{ M}\Omega$; $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 150 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 470 \Omega$; $R_8 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_9 = 2,7 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_{11} = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_{12} = 10 \text{ k}\Omega$;

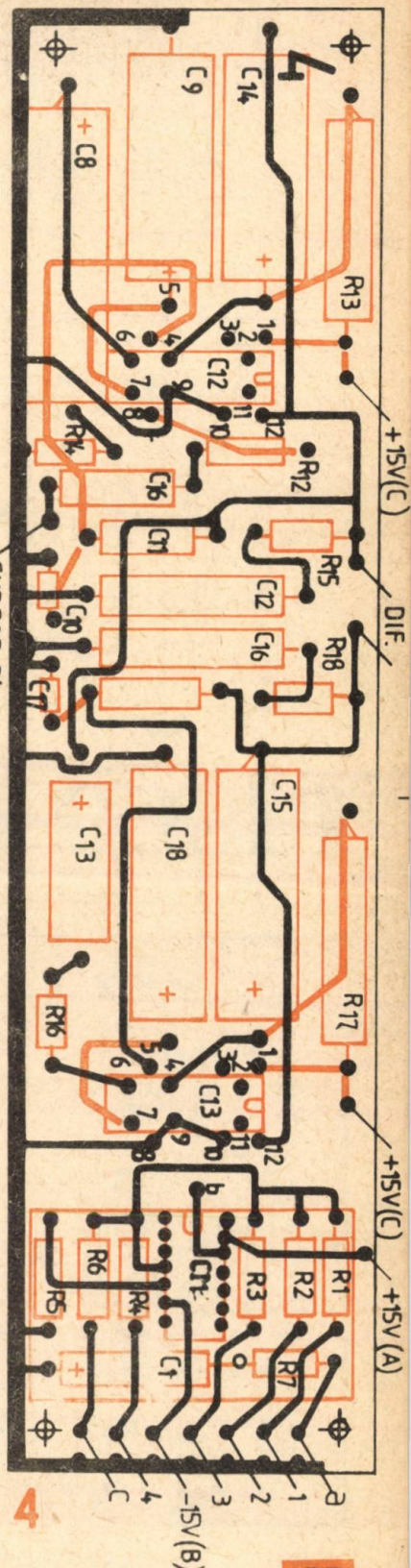
$R_{13} = R_{17} = 100 \Omega/1 \text{ W}$; $R_{14} = 56 \Omega$; $R_{15} = R_{18} = 1 \Omega$; $R_{16} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

$C_1 = 100 \mu\text{F}/10 \text{ V}$; $C_2 = 47 \text{ nF}$; $C_3 = 47 \text{ nF}$; $C_4 = 22 \text{ nF}$; $C_5 = 2,2 \text{ nF}$; $C_6 = 47 \text{ nF}$; $C_7 = 2,2 \text{ nF}$; $C_8 = 470 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $C_{18} = C_9 = 220 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $C_{17} = C_{10} = 2,2 \text{ nF}$; $C_{11} = 470 \text{ pF}$; $C_{19} = 1 \text{ nF}$; $C_{12} = C_{16} = 0,1 \mu\text{F}$; $C_{13} = 22 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ (tantal); $C_{14} = C_{15} = 220 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $P_1 = 50 \text{ k}\Omega$ lin.; $P_2 = 50 \text{ k}\Omega$ lin.; $P_3 = 250 \text{ k}\Omega$ lin.; $P_4 = 100 \text{ k}\Omega$ 10 log.

$\text{CI}1 = \text{BA} 741$ ($\mu\text{A} 741$); $\text{CI}2, \text{CI}3 = \text{TBA} 810\text{AS}$ ($\text{MBA} 810\text{AS}$).

BIBLIOGRAFIE:

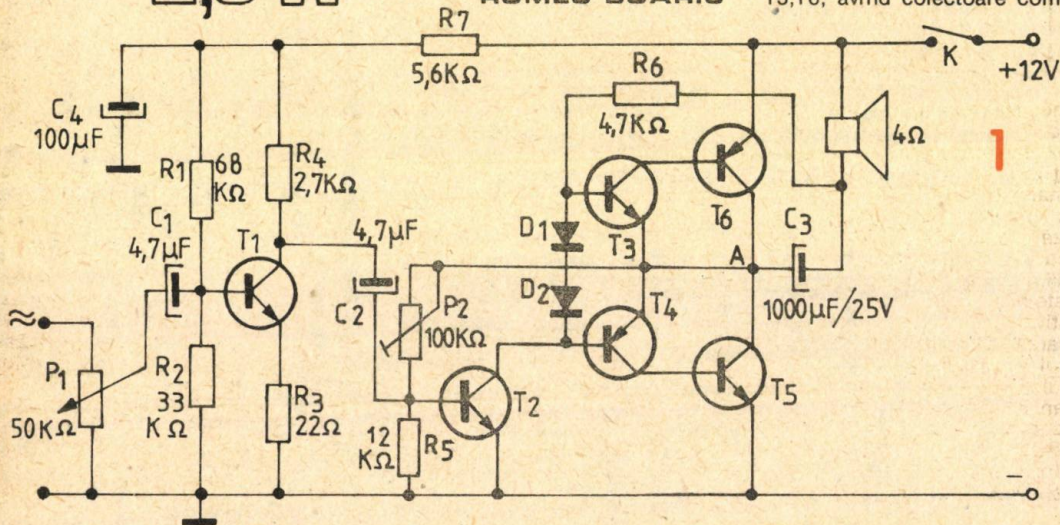
Revista „Radio”, U.R.S.S.
Revista „Radio”, R.S.C.



AMPLIFICATOR 25W

ROMEO BOARIU

Amplificatorul pe care vi-l prezentăm (fig. 1) are o structură clasică, fiind format dintr-un preamplificator, realizat cu tranzistorul T1, un etaj de comandă, realizat cu tranzistorul T2, și un etaj final în contratimp, realizat cu tranzistoare complementare. Perechile de tranzistoare T3,T6 și T4,T5 sînt tranzistoare complementare. Tranzistoarele finale T5,T6, avînd colectoare comune,

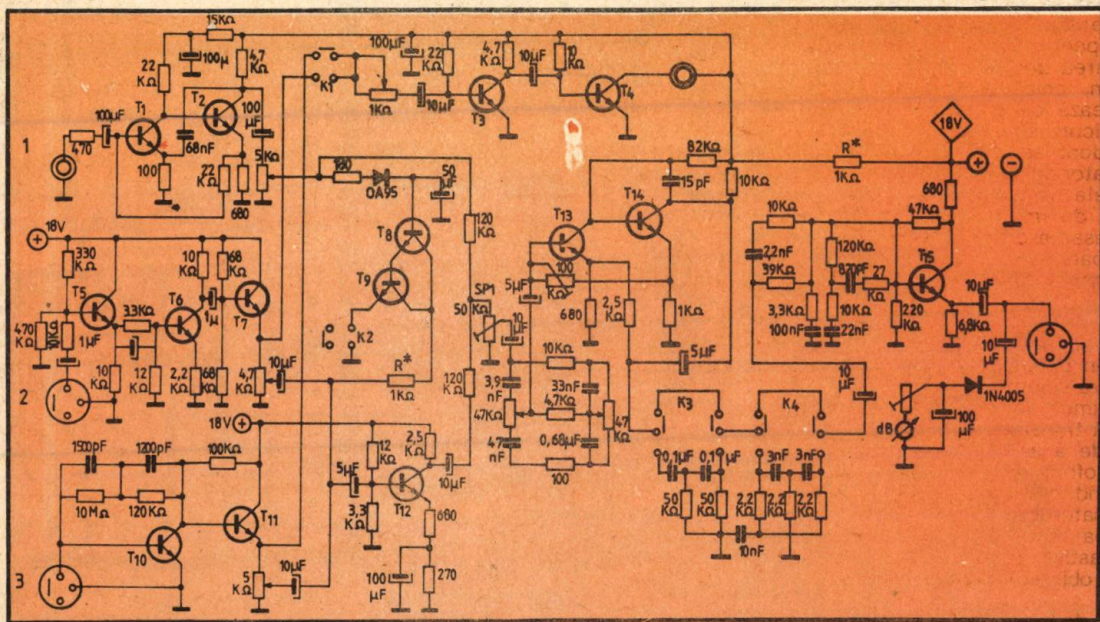


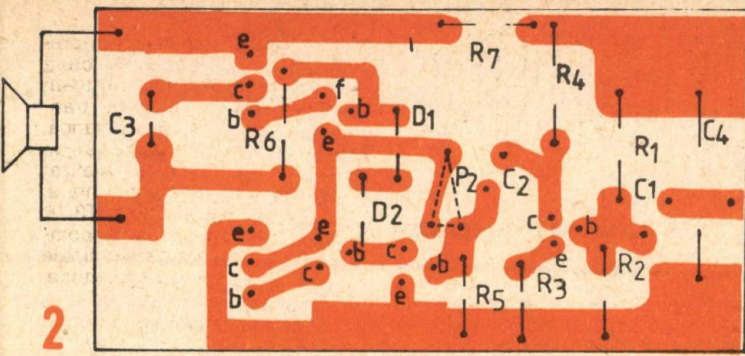
DISCO-MIXER

SILVESTRU ZOLTAN

Montajul de față se pretează a fi folosit în discotecă ca mixer-preamplificator-corrector, după care se intercalează un amplificator final de putere.

Aparatul poate mixa două semnale provenite de la magnetofon +





2

nu necesită separarea electrică la montarea pe radiator. Diodele D1, D2 fixează punctul static de funcționare al tranzistoarelor prefinale T3, T4.

Cu potențiometru P2 se reglează tensiunea mediană în punctul A, la jumătatea tensiunii de alimentare, în acest caz 6V. Rezistența R3 produce o reacție negativă locală, care reduce amplificarea, dar îmbunătățește răspunsul în frecvență al amplificatorului.

Tranzistoarele T1, T2 și T3 sînt de tipul BC171B, BC107B, iar T4, BC178B.

Tranzistoarele T3, T4 vor fi împerecheate, la fel și tranzistoarele

T5, T6. Acestea din urmă vor fi de tipul BD135, BD136, respectiv BD139, BD140, cu factor de amplificare mai mare de 60.

Pentru o tensiune de intrare de 5 mV se obține o putere de 2,2 W, cu distorsiuni reduse. Tranzistoarele finale se vor monta pe un radiator de aluminiu cu suprafața de cel puțin 40 cm². Alimentarea se face de la o sursă cu tensiunea de 12 V, de preferință stabilizată. Diodele D1, D2 sînt cu siliciu, de tipul F407, 1N4001, 1N4005.

În figura 2 este prezentat, la scara 1/1, circuitul imprimat pe care a fost realizat amplificatorul.

bal, dînd o bună liniaritate întregului montaj.

Singurul montaj care poate funcționa cu un semnal diferit de cel primit la ieșire este amplificatorul pentru cască; acesta lucrează independent datorită comutatorului K1, care este conectat în direct cu modulele amplificatoare, dar înaintea potențimetrelor, altfel semnalul nu va depinde decât de potențiometru de 1 MΩ, el fiind montat la intrarea etajului amplificator pentru cască, realizat tot cu tranzistoare npn, respectiv T₃, T₄.

Reglajul, ce trebuie efectuat după realizarea în întregime a montajului, se face prin semireglabilul SP 1 = 50 kΩ, cînd cursorele potențimetrelor de la module sînt la maximum, astfel ca la ieșire să nu apară distorsiuni și nivelul semnalului să fie corespunzător, respectiv să nu supramoduleze amplificatorul de putere.

Cele 15 tranzistoare, cu care este realizat un astfel de montaj în variantă monofonică, sînt de joasă frecvență, cu siliciu, avînd următoarele caracteristici:

- $U_{CEO} = 20 \text{ V}$;
- $I_C = 100 \text{ mA}$;
- $P_{tot} = 100 \text{ mW}$;
- $f_t = 100 \text{ MHz}$.

Așadar, sînt tranzistoare TUN, respectiv BC 107, 108, 109 sau 2N3904 etc., care se selecționează astfel încît să aibă zgomot propriu cît mai mic posibil.

Pentru eliminarea tuturor zgomotelor parazite se efectuează ecranarea conexiunilor care duc la potențimetre, așezarea transformatorului de rețea, eventual separarea sa printr-o grilă metalică de placa imprimată pe care este realizat montajul, astfel încît să nu perturbeze funcționarea montajului și alimentarea cu o tensiune stabilizată de 18 Vcc.

CARACTERISTICI TEHNICE:

- bandă de frecvență: 25 Hz — 20 kHz;
- factor de distorsiuni armonice: 0,5 %;
- corector de ton:
 - ±15 dB la 50 Hz;
 - ±18 dB și -17 dB la 20 kHz;
- filtre: trece-jos $f = 15 \text{ kHz}$ trece-sus $f = 500 \text{ Hz}$
- sensibilitatea, raportul semnal/zgomot și impedanța de intrare:
 - 1) microfon: 100 mV, 60 dB, 1 kΩ;
 - 2) magnetofon: 200 mV, 65 dB, 50 kΩ;
 - 3) picup: 150 mV, 65 dB, 470 kΩ;
- ieșire: -2 Vef, 320 Ω;
- tensiune de alimentare: $V_{cc} = 18 \text{ V}$, stabilizat.

BIBLIOGRAFIE

Le Haut-Parleur 12/1978, 1/1979
Almanah Tehnium 1982

picup și un semnal de la microfon, poate realiza atenuarea automată a programului muzical în cazul vorbirii în microfon (comutatorul K2); de asemenea, el permite corectarea tonalității și, cu ajutorul a două filtre, poate suprima frecvențele sub 500 Hz sau peste 15 kHz.

Montajul mai conține și un etaj final pentru cască, ce înlesnește selecția unei melodii de pe magnetofon, chiar dacă preamplificatorul lucrează cu un semnal provenit de la picup; acest mod de lucru independent se obține cu ajutorul comutatorului K1.

Cele trei semnale sînt preamplificate de trei module pînă la nivelul necesar excitației unui etaj final, următoarele etaje doar corectînd amplificarea pierdută în corectorul de ton și filtre.

Pentru a se obține mixarea semnalelor, fiecare modul are la ieșirea sa un potențiometru din care se reglează volumul dorit.

Primul modul este format din două tranzistoare T₁ și T₂, avînd rolul de a amplifica semnalul dat de microfon, rezistența de 22 kΩ asigurînd o reacție negativă, iar condensatorul de 68 nF nepermițînd intrarea în oscilație a tranzistoarelor și, astfel, înlăturîndu-se posibilitatea obținerii unui semnal ultrasonic.

Al doilea modul este destinat am-

plificării semnalului de la magnetofon, asigurînd, prin conectarea a trei etaje de amplificare clasice și cu polarizări optime, obținerea unei liniarități pronunțate a curbei de răspuns: 25 Hz — 20 kHz ± 0,5 dB, amplificarea modulului nedepășind 10.

Al treilea modul — preamplificatorul pentru picup — este construit cu numai două tranzistoare, T₁₀ și T₁₁, care se încadrează în normele HI-FI datorită rezistoarelor și capacităților montate la intrarea sa.

Atenuarea automată a semnalului se realizează prin punerea la masă a semnalului mixat prin tranzistoarele T₈ și T₉, precum și prin rezistența de 1 kΩ, datorită apariției unui semnal de la microfon în baza lui T₈, care a fost redresat și filtrat și care determină închiderea joncțiunii sale C-E, după care T₉ va efectua același lucru, punînd la masă semnalul mixat. Comutatorul K2 poate selecta acest mod de lucru — manual sau automat.

După corectorul de ton urmează un etaj de amplificare cu T₁₃ și T₁₄ — a cărui amplificare se poate ajusta cu ajutorul semireglabilului de 100 kΩ și care compensează pierderile datorate corectorului de ton și filtrelor montate după el. După cele două filtre urmează un filtru selectiv în frecvență cu tranzistorul T₁₅, care corectează curba de răspuns glo-

VU-metru

ALEXANDRU ZANCA

Urmărirea nivelului la ieșirea unui amplificator de audiofrecvență de putere, cit și balansul stereo se fac cu ajutorul VU-metrului, la care reperul 0 dB corespunde puterii maxime debitate la minim de distorsiuni.

În cazul nivelurilor mici la ie-

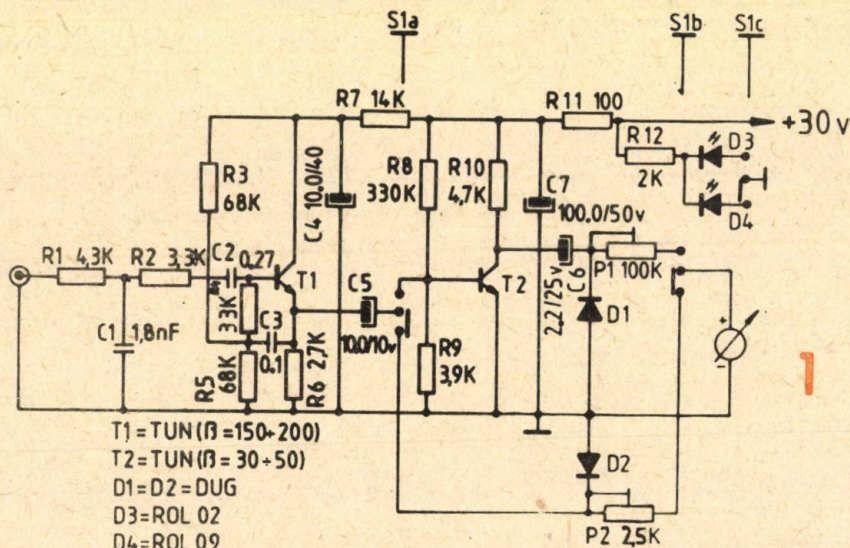
sire, indicația aparatului se situează în jurul gradației cap de scală (-7 ; -20 dB), fapt ce face dificilă sau imposibilă realizarea balansului stereo corect.

Aparatul, a cărui schemă este prezentată în continuare, înlătură acest inconvenient, indicația pu-

ținând fi citită pe două domenii: -20 dB și -40 dB.

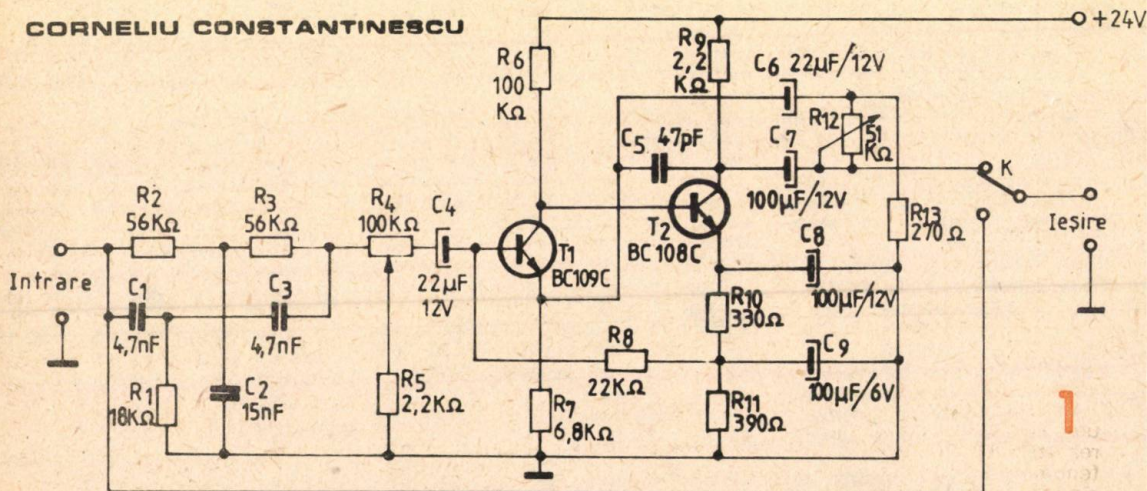
Funcționare. Aparatul cuprinde trei blocuri: etajul de intrare (un repetor pe emitor cu conexiune bootstrap, pentru a asigura o impedanță de intrare ridicată, $1\ 000\ k\Omega$); amplificatorul și redresorul cu sistemul de afișaj. Etajul de intrare are prevăzut un filtru în T, care taie frecvențele ridicate (peste $9\ 000\ Hz$), pentru ca zgomotul benzii sau al discului să nu falsifice indicația aparatului.

Semnalul preluat de la ieșirea repetorului este selectat de comutatorul S1 și trimis fie direct



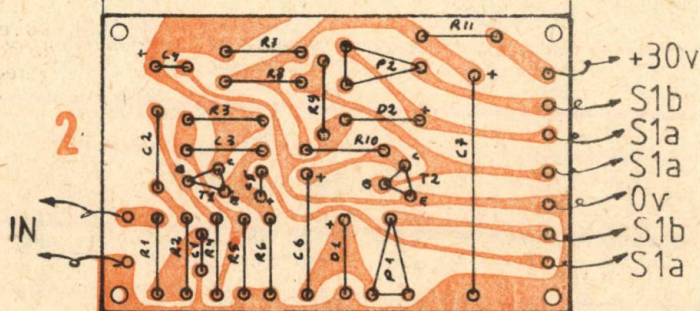
ATENUATOR

CORNELIU CONSTANTINESCU



CANAL II

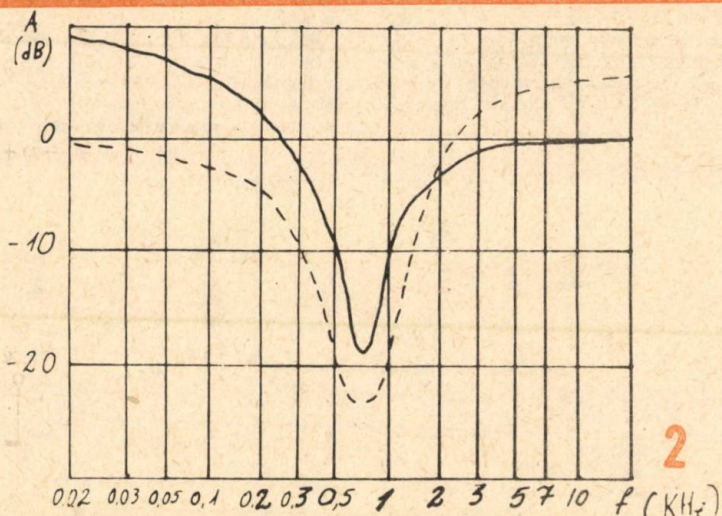
VARIANTA STEREO



redresorului (dacă nivelul este peste 200 mV) și atacă instrumentul (cap de scală -20 dB), fie prin amplificator, după care semnalul redresat este trimis la afișare (cap de scală -40 dB). Diodele D3 și D4 indică luminis domeniile de lucru.

Reglare. Se aduce comutatorul S1 în poziția -20 dB, iar la intrare se injectează un semnal standard de 1 000 Hz cu nivelul corespunzător punctului de cuplare al VU-metrului la amplifica-

tor (de obicei, după primul etaj de amplificare și în mod obligatoriu înaintea corectorului de ton) și puterii maxime debitată de amplificator (de exemplu 500 mV). Cu ajutorul semireglabilului P2 se aduce acul instrumentului la indicația 0 dB. Se trece S1 în poziția -40 dB și se reduce nivelul semnalului de intrare cu 20 dB ($V_0/10$), de exemplu 50 mV, iar cu P1 se aduce acul instrumentului la indicația 0 dB.



Se știe că particularități ale urechii umane conduc la atenuarea frecvențelor joase și înalte, fenomen evident și supărător dând redarea (unui disc sau a

unei benzi) se face la volum mai mic.

Pentru a se micșora acest efect nedorit, în amplificatoarele HI-FI se folosesc etaje speciale,

Indicații constructive. Aparatul se realizează în metoda circuitului imprimat. Figura 2 reprezintă cartela în variantă mono la scara 1/1.

Tensiunea de alimentare (+30 V) trebuie să fie bine filtrată și stabilizată.

În cazul variantei stereo, rezistoarele R7 și R11 vor fi comune pentru ambele canale și vor avea valorile: R7 = 7 k Ω și R11 = 50 Ω , iar C4 și C7 se vor monta numai pe un canal. Ca instrument indicator se poate folosi cel de la magnetofonul „Uvertura” sau ZK —240. Se pot folosi orice fel de tranzistoare cu siliciu, de tip npn (de exemplu seria BC...).

Dacă amplificarea este prea mare (se produce limitarea semnalului, iar indicația nu mai este proporțională cu semnalul), se va intercala în circuitul de intrare al amplificatorului un divizor rezistiv.

Montajul se va închide într-o cutie de aluminiu ce se va lega la masă, iar conexiunile la amplificator se vor face cu cablu ecranat. Atenție la buclele de masă!

Aparatul a fost realizat și montat pe un amplificator stereo de 2 x 25 W și dă rezultate foarte bune.

Bibliografie

- Amplificatoare de audiofrecvență, B. Bărbat, I. Presură, T. Tănăsescu, Editura tehnică, 1972
- Colecția revistei Tehnium.

care produc o atenuare puternică a semnalelor, având frecvența cuprinsă în plaja 400-1 200 Hz, frecvență față de care urechea are sensibilitate maximă.

Schema prezentată în figura 1 reprezintă un amplificator cu două etaje, cuplajul între ele fiind de tipul „direct”.

Semnalul aplicat la intrare este trecut printr-un filtru în dublu T de tipul „oprește banda”. Potentiometrul R4 modifică banda de trecere și răspunsul la frecvențele extreme.

În figura 2 sînt prezentate curbele de variație ale atenuării în funcție de frecvență, în cazul celor două poziții extreme ale potentiometrului R4.

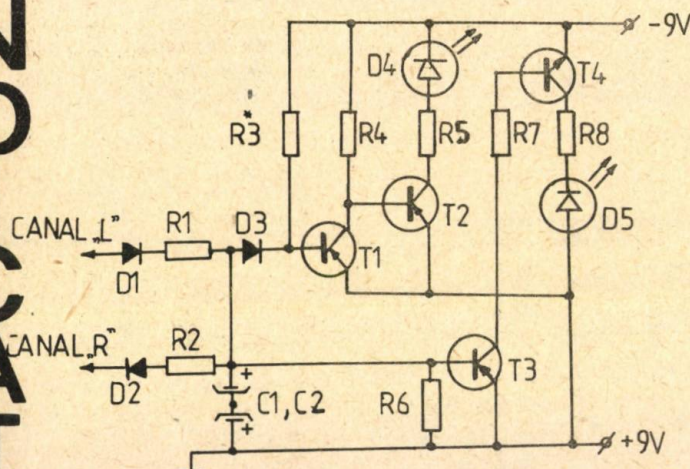
Comutatorul K permite trecerea directă a semnalului spre ieșire, atunci cînd se ascultă la volum mare.

Bibliografie

- Le Haut-Parleur nr. 1665.

INDICATOR

DE BALANS



În aparatura stereofonică, pentru a compara nivelul semnalului unui canal în raport cu nivelul celui alt canal, se poate folosi acest indicator cu diode luminescente. El a fost experimentat și a dat rezultate bune, în prezent funcționând pe un amplificator stereofonic.

Indicatorul permite compararea a două semnale a căror amplitudine este situată în limitele 0,4—10 V, se alimentează cu o tensiune continuă de 9 V, consumul său nedepășind 20 mA.

Egalitatea semnalelor la intrare determină aprinderea ambelor diode indicatoare. În timpul funcționării se va aprinde LED-ul corespunzător canalului cu nivel mai mare.

Circuitul comparator este format din diodele D1, D2, rezistențele R1, R2 și ansamblul C1, C2. Cele două LED-uri se montează în colectoarele tranzistoarelor T2 și T4.

Să analizăm ce se întâmplă în prezența unui semnal stereofonic aplicat la intrare. Dacă cele două semnale sînt egale, tensiunea la bornele lui C1, C2 este nulă, T1 și T3 conduc, iar D4 și D5 se aprind. Se observă că prin intrarea L va trece numai componenta

Efecte acustice

LAURENTIU NEACȘU

Propun constructorilor amatori schema unui montaj care permite obținerea efectului sonor numit wau-wau, experimentată și realizată de mine.

Schema, datorită simplității și numărului mic de componente, poate fi construită cu succes de orice electronist începător.

Efectul sonor este rezultatul reacției care are loc între emitorul tranzistorului T₂ și baza tranzistorului T₁. De la doza chitarei electronice semnalul se aplică pe tranzistorul T₁ prin potențiometrul de 50 kΩ, care reglează nivelul de intrare al semnalului.

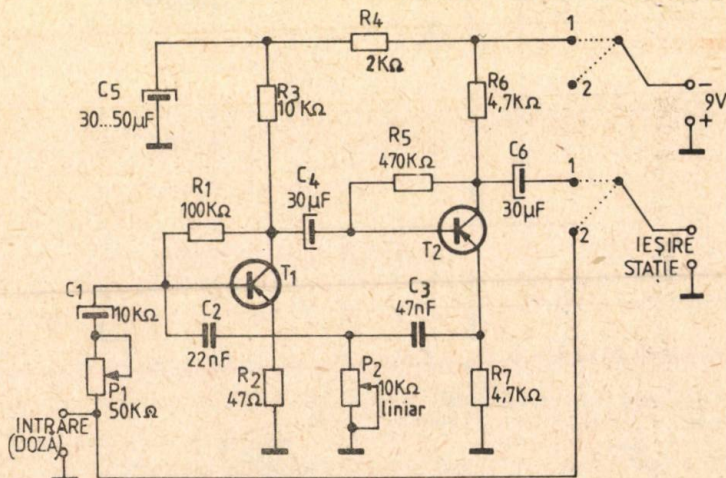
Reglarea profunzimii muzicale a efectului se obține din variația rezistenței potențiometrului liniar de 10 kΩ, care pentru ușurarea acționării poate fi comandată cu o pedală.

După cum se observă, prin sistemul de comutație S semnalul poate ocoli partea electronică de efect și trece direct la ieșire (poziția 2) sau prin partea electronică de efect (poziția 1). Tran-

zistoarele T₁ și T₂ pot fi EFT 353 de joasă frecvență sau chiar de înaltă frecvență. Celelalte piese pot fi de orice tip, respectându-se însă valorile stricte ale pieselor.

Montajul se realizează pe o placă de circuit imprimat cu dimensiunile de 85 x 45 x 2 mm, apoi întregul montaj este introdus într-un ecran. De menționat că, obligatoriu, cablurile de legătură cu intrarea și ieșirea vor fi ecranate.

Alimentarea montajului se face dintr-o baterie de 9 V, care poate fi introdusă în caseta montajului. Montajul se conectează la stație respectind nivelurile de semnal



pozitivă, iar prin R cea negativă.

Dacă amplitudinea semnalului L este mai mare, tensiunea la bornele lui C1, C2 va deveni pozitivă, D3 va conduce, având ca rezultat blocarea lui T1 și conducția lui T2. Urmează deci aprinderea lui D4.

Dacă la intrarea R semnalul este mai mare, tensiunea pe C1, C2 devine negativă, T3 și T4 vor conduce, iar D5 se va aprinde.

La punerea în funcțiune, singurul reglaj constă în ajustarea lui R3 în așa fel încât pentru semnale egale să fie aprinse ambele LED-uri.

Curentul LED-urilor trebuie să fie în limita 5–10 mA.

LISTA DE MATERIALE

T1, T2, T3 — BC177; T4 — BC107; R1, R2 — 1k Ω (0,5 W); R3 — 220k Ω ; R4, R6, R7 — 10k Ω ; R5, R8 — 1,2k Ω ; C1, C2 — 100 μ F/16 V; D1, D2, D3 — 1N4007.

DANIEL BĂDESCU

cerute de obicei între chitară și una din intrările preamplificatorului. Montajul realizat corect fără prea multe reglaje va funcționa de la prima probă.

Cînd constructorul nu posedă condensatoare de 30 μ F, acestea pot fi înlocuite cu condensatoare de 20 μ F prin schimbarea valorilor rezistoarelor.

R₁ = 60 k Ω ; R₂ = 62 Ω ; R₃ = 18 k Ω ; R₅ = 510 k Ω ; R₆ = 5,6 k Ω ; R₇ = 5,6 k Ω .

PREAMPLIFICATOARE

Alăturat sînt prezentate două variante de preamplificator pentru microfon dinamic cu impedanță joasă (tipic 200 Ω), realizate cu un circuit integrat din seria 741. Numerotarea pinilor corespunde operaționalului β A741, în capsula cu 2 x 7 terminale.

Prima variantă (fig. 1) este în configurație de amplificator inversor, iar cealaltă (fig. 2) de amplificator neinvertor, ambele avînd un cîștig în tensiune de cca 200.

Alimentarea se face de la o sursă diferențială de $\pm 4,5$ V pînă la ± 15 V. Semnalul de ieșire poate fi aplicat unui amplificator de putere cu sensibilitatea de 0,2–0,5 V și cu impedanța de intrare de cel puțin 2 k Ω .

Valorile pieselor nu sînt critice, iar cîștigul poate fi adaptat necesităților concrete prin modificarea valorii lui R₂.

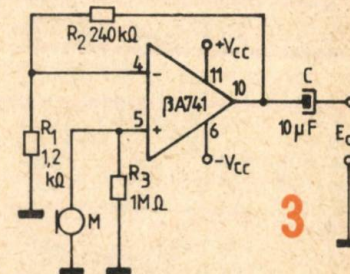
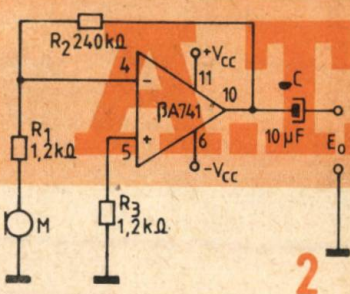
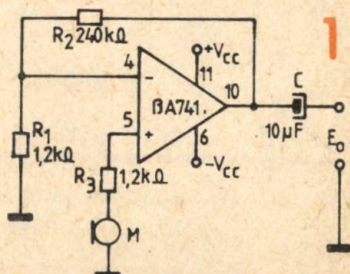
Fără pretenția unor performanțe deosebite, aceste montaje permit verificarea rapidă a microfoanelor sau a amplificatoarelor AF (sursă de semnal), dar pot constitui totodată părți componente ale unor aparate mai complexe.

Tot cu un operațional de tip 741 se poate realiza preamplificatorul pentru microfon de impedanță foarte mare, de ordinul megaohmilor, prezentat în figura 3. Astfel de microfoane sînt mai puțin răspîndite, dar și verificarea lor este mai pretențioasă din cauza impedanței mari, care favorizează influențele perturbatoare ale paraziților.

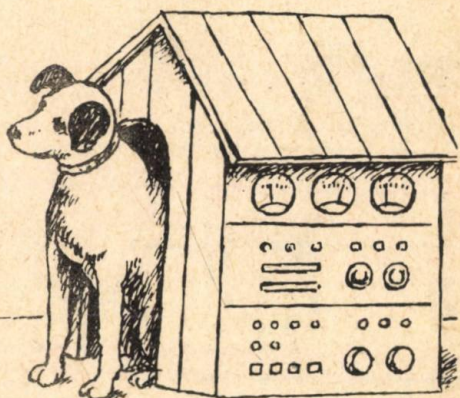
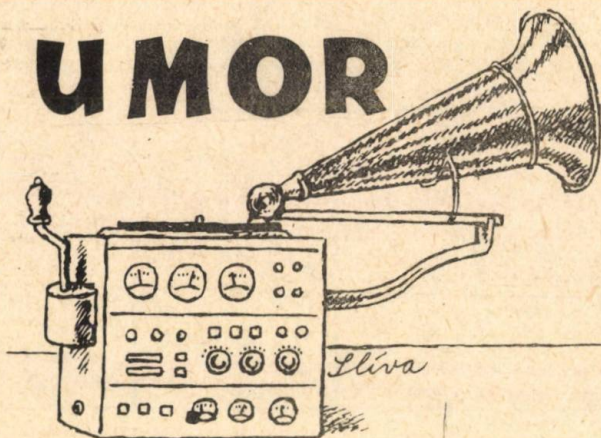
Microfonul este conectat între intrarea neinvertor și masă; pentru a asigura totuși o polari-

zare statică a acestei intrări, în paralel cu microfonul a fost prevăzută o rezistență de 1 M Ω (cu peliculă metalică).

După „Le Haut-Parleur”



UMOR





INCINTĂ ACUSTICĂ, 10 W

Principalele caracteristici sînt:

- puterea electrică nominală (VA) 10
- impedanța nominală (Ω) 6
- banda de frecvență reprodusă (Hz) 40—18 000
- volumul închis (dmc) 5
- dimensiunile (mm) 254 x 180 x 175

A. MATEESCU

În cele ce urmează este prezentată construcția unei incinte închise cu puterea de 10 W, echipată cu două difuzoare, unul pentru reproducerea frecvențelor joase și unul pentru reproducerea frecvențelor medii și înalte.

Incinta este echipată cu două difuzoare avînd următoarele caracteristici:

— GD 12/8: puterea nominală 8 VA, impedanța nominală 6 Ω , diametru 110 mm, banda de frecvență 40—16 000 Hz, producție Tonsil, R.P. Polonă.

— BKB 432: puterea nominală 10 VA, impedanța nominală 8 Ω , diametru 50 mm, banda de frecvență 5 000—18 000 Hz, fabricat în R.P. Bulgaria.

Difuzorul GD 12/8 se poate înlocui cu succes cu difuzorul de

producție românească P22130, cu puterea de 8 VA și impedanța nominală de 4 sau 8 Ω . Se va alege difuzorul cu impedanța cerută de amplificator.

Construcția. Materialul de construcție folosit este placajul din lemn de tei folosit la planșetele școlare, placaj cu grosimea de 12 mm. La construcția cutiei se poate folosi și PAL-ul, panoul frontal urmînd a fi confecționat în ambele cazuri din placaj de 12 mm.

În figura 1 este prezentată o secțiune prin incinta acustică, avînd figurat și panoul frontal:

1 — panou frontal, placaj 12 mm, 156 x 230 mm;

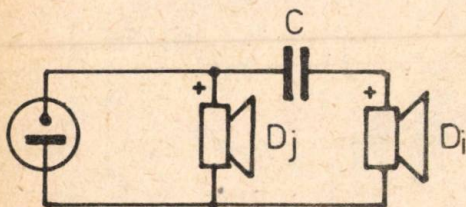
2 — baghete lemn brad, tei, secțiunea 15 x 15 mm;

3 — garnitură de etanșare din cauciuc spongios sau burete, cu lățimea de 15 mm, gros de 5 mm;

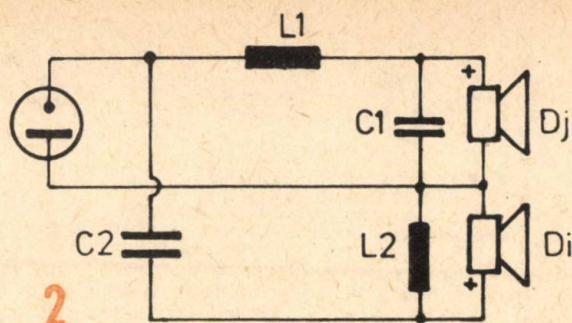
4 — cusac lemn brad sau tei, secțiunea 20 x 20 mm;

5 — cutie din placaj de 12 mm sau PAL gros de 20 mm.

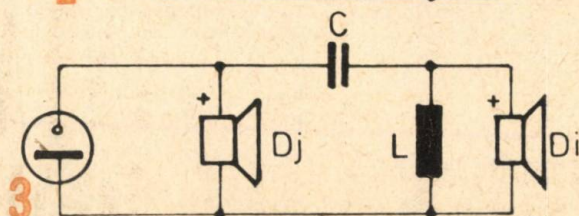
Materialul, debitat la dimensiunile cerute, va fi șlefuit cu hîrtie abrazivă și se va îmbina cu șuruburi pentru lemn și aracet gros de tîmplărie. Elementele cutiei se



Variante de alegere a difuzoarelor	fig.1		fig.2		fig.3	
	C	L	C	L	C	
frecvența de tăiere = 8 kHz	μF	mH	μF	mH	μF	
D _j : GD 12/8 Z ₁ = 6 Ω	3	0,2	3	0,25	2	
D _i : BKB 432 Z ₂ = 8 Ω		0,25	2			
D _j : P22130 Z ₁ = 4 Ω	3	0,13	4	0,25	2	
D _i : BKB 432 Z ₂ = 8 Ω		0,25	2			
D _j : P22130A Z ₁ = 8 Ω	3	0,25	2	0,25	2	
D _i : BKB 432 Z ₂ = 8 Ω		0,25	2			



2



3

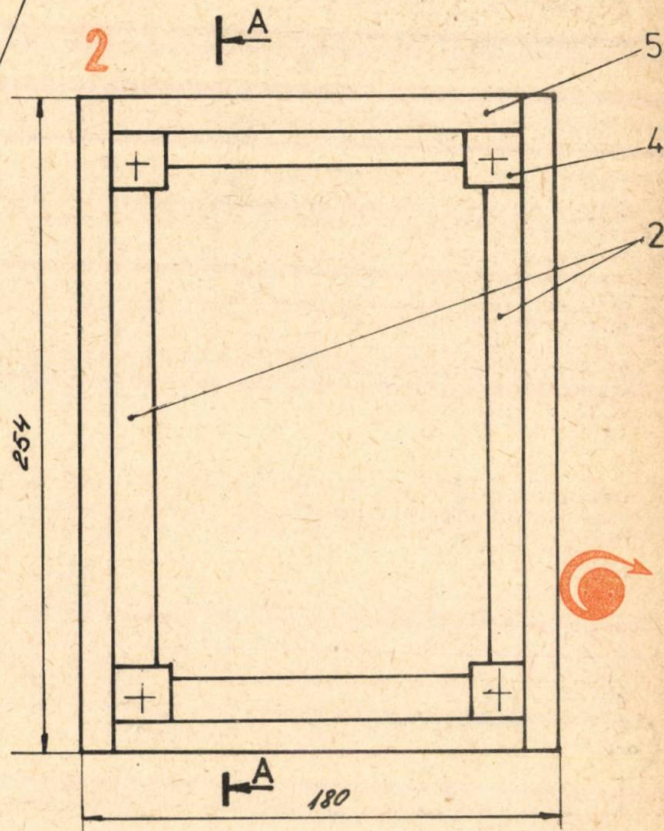
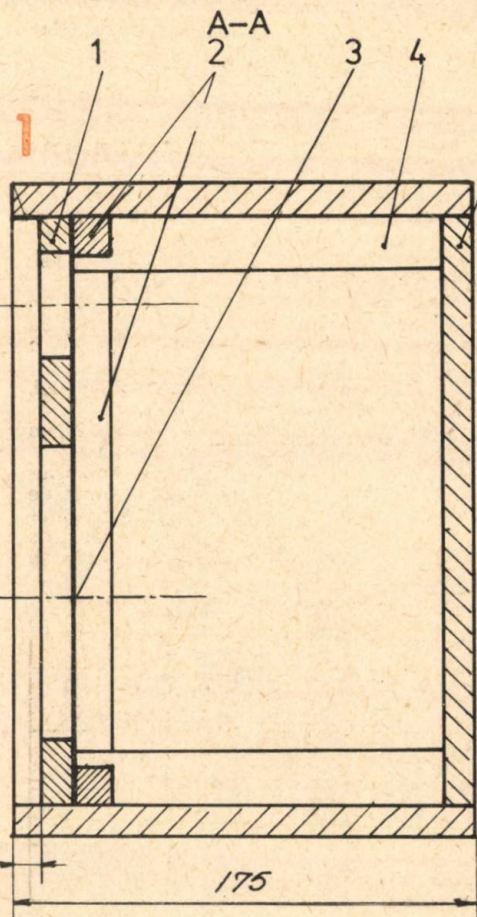
vor pașii înainte a îmbinării. După uscarea cleiului, se vor monta prin lipire cusacii cu secțiunea de 20 x 20 mm, care vor servi la montarea etanșă a panoului frontal. Apoi se pasuiesc și se montează baghetele ce for-

mează rama de etanșare a panoului frontal. Pentru poziționarea corectă pînă la uscarea cleiului, baghetele se pot prinde cu ajutorul unor cuie subțiri. Se va finisa cu atenție rama de etanșare pentru a se obține o su-

prafată plană de așezare pentru panoul frontal. Rosturile rezultate după uscarea aracetului se vor umple cu rumeguș fin amestecat cu aracet. Cutia se va șlefui fin și se va finisa prin bățuire — lăcuire sau prin vopsire într-o culoare adecvată.

Panoul frontal se va tăia și se pasui pe rama de etanșare, apoi se vor trasa decupările și centrele găurilor de prindere $\varnothing 4,5$ mm ale difuzoarelor, conform figurii 3. După executarea găurilor și a decupărilor, panoul se finisează, apoi se poate trece la montarea difuzoarelor cu șuruburi M4 x 20 cu cap INBUS (STAS 5144—70). Între panoul frontal și difuzoare se va introduce o garnitură de etanșare din cauciuc subțire (0,5 mm) sau se etanșează cu mastic.

Se va monta rețeaua de separare pe un perete al cutiei, apoi se vor executa conexiunile la difuzoare, respectîndu-se fazarea corectă a lor. Cablul de conectare la amplificator se trece printr-o gaură în peretele din spate al cutiei, rostul fiind astupat cu mastic. Cutia se va umple cu material fonoabsorbant (burete, melană, vată de sticlă). Materialul fonoabsorbant va fi introdus într-un săculeț de pînză pentru a se proteja sistemul mobil al



ORGĂ DE LUMINI

EMILIAN OPREAN

Particularitățile schemei prezentate constau în introducerea unei compresiuni dinamice, a unui amplificator AF pentru semnale slabe și folosirea de filtre active cu circuite integrate.

Semnalul preluat (de preferință de la mufa de înregistrare a oricărui aparat de redare electronică) se dozează cu potențiometrul de 1 k Ω /lin. de la intrare și amplificat de tranzistorul T₆, după care se aplică compresiunii dinamice cu diode. La ieșirea acesteia se obține o tensiune de audiofrecvență ce menține constant nivelul, indiferent de valoarea de la intrare. Urmează apoi un preamplificator cu factorul de amplificare foarte mare, necesar pentru a obține o valoare sufi-

cientă atacării celor patru intrări. Dozarea semnalului se face independent pentru fiecare canal în parte. Cele trei filtre active corespund canalelor de înalte, medii și joase. Filtrele trece-sus realizat cu CI-3 are frecvența de trecere de peste 3 kHz, filtrul trece-bandă cu frecvența de 900 Hz și filtrul trece-joase cu frecvența de tăiere de cca 100 Hz.

Semnalul, după fiecare filtru, atacă bazele primelor tranzistoare din montajele Darlington ale fiecărui canal în parte, comandând astfel aprinderea și stingerea becurilor din colectoarele tranzistoarelor 2N3055, comanda lor făcându-se în amplitudine și în frecvență.

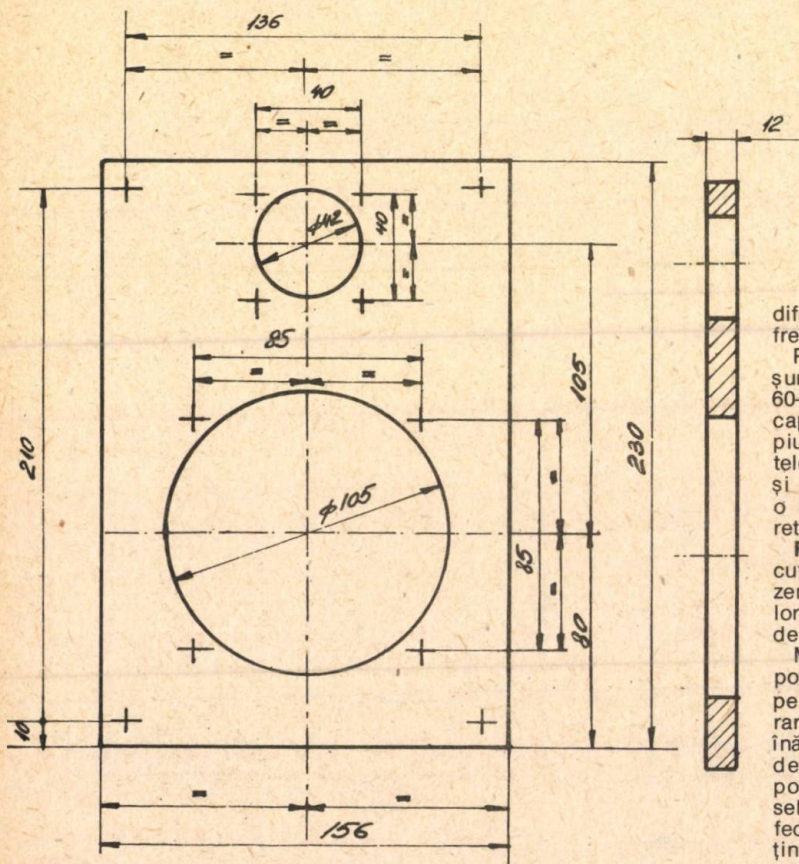
Condensatorul din baza lui T₁₁

are rolul de a temporiza intrarea în conducție a acestuia pentru orice pauză din semnalul ce se aplică la intrare.

Transformatorul TR₁ va avea secțiunea de 10 cm², în primar bobinând 1 100 de spire cu sîrmă CuEm $\varnothing$ 0,45, iar în secundar 2 x 75 de spire cu sîrmă CuEm $\varnothing$ 0,5 pentru tensiunea de 2 x 15 V și 55 spire cu sîrmă CuEm $\varnothing$ 1,5 pentru tensiunea de 11 V.

Pentru amatorii care doresc să facă comanda becurilor cu tiristoare direct la tensiunea de 220 V ~ se vor suprima T₁₂, T₁₃, T₁₄ și T₁₅ și se va executa montajul ca în figura 2. S-a urmărit ca prin transformatoarele din circuitele de colector ale tranzistoarelor T₈, T₉, T₁₀ și T₁₁ să se separe tensiunea de rețea față de restul montajului, aceasta constituind o măsură de securitate față de cel ce manevrează instalațiile respective.

Transformatoarele TR₂, TR₃, TR₄ și TR₅ se vor executa pe tole mici cu secțiunea de 1—2 cm², avînd în primar un număr de 500 de spire cu sîrmă CuEm $\varnothing$ 0,15,



difuzorului pentru reproducerea frecvențelor joase.

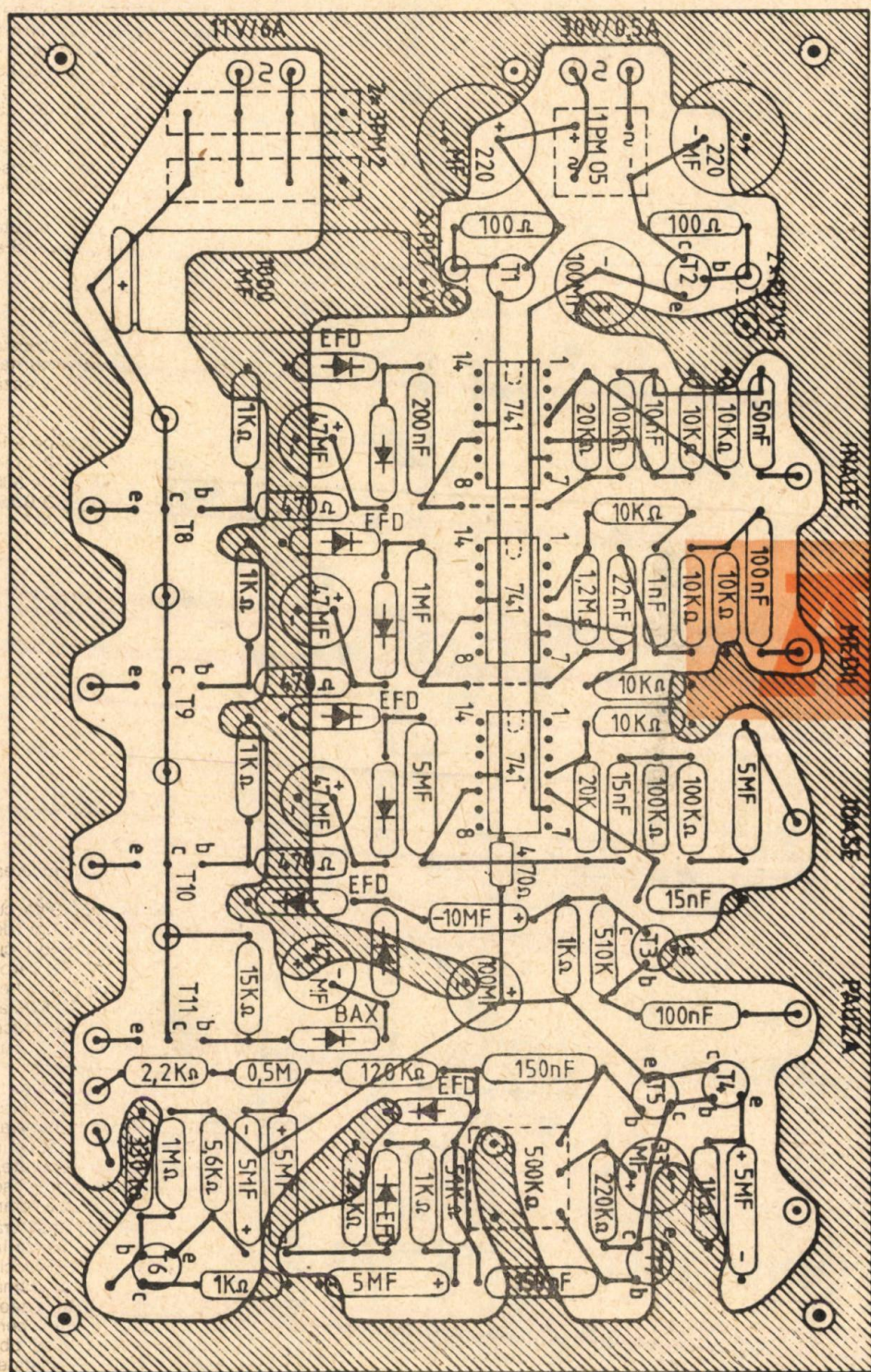
Panoul frontal se va monta cu șuruburi pentru din variantele prezentate în tabel. Se vor alege valorile componentelor în funcție de tipul difuzoarelor procurate.

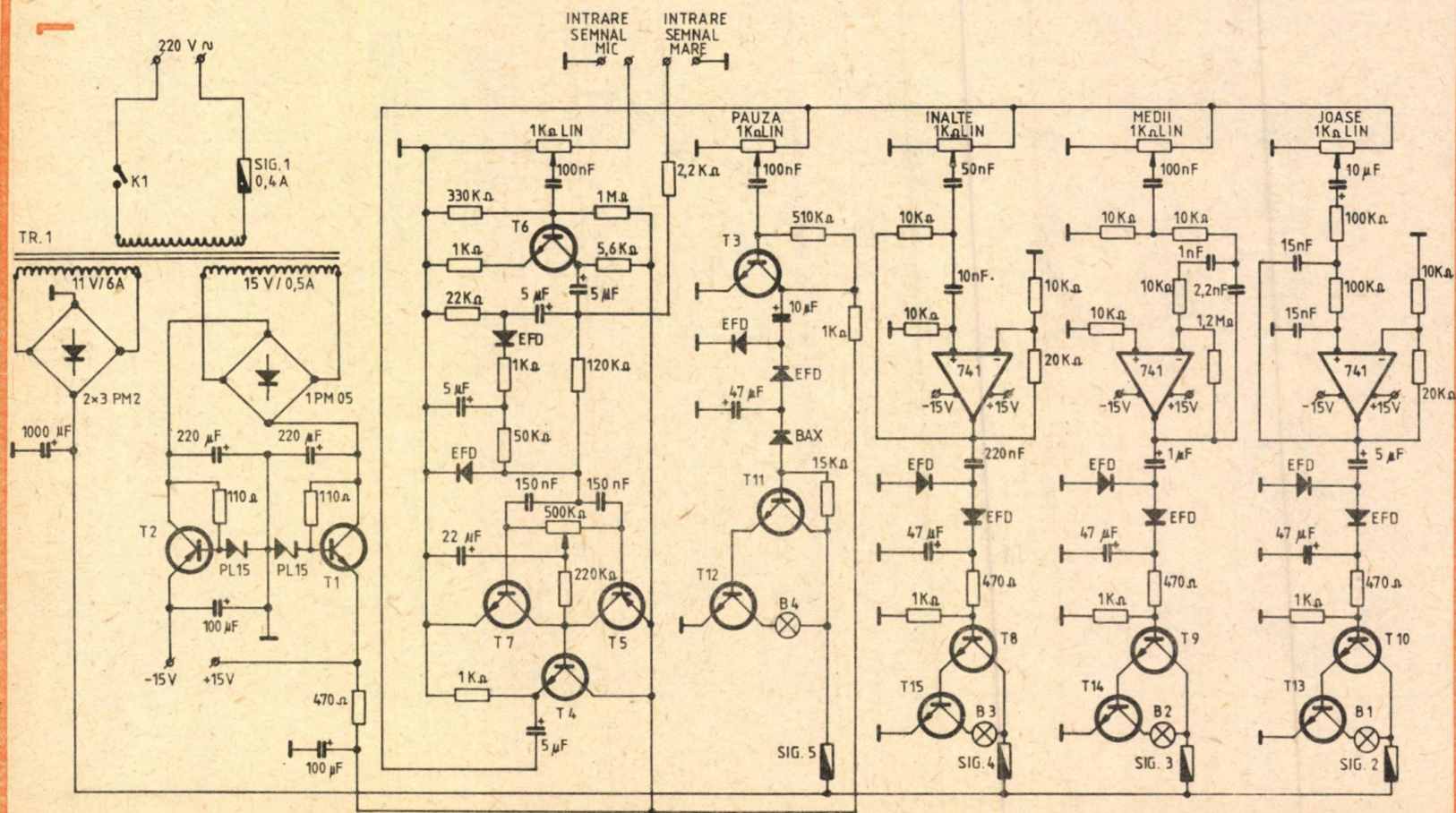
Membranele difuzoarelor se pot proteja cu o ramă de lemn pe care se întinde o țesătură rară, dar dacă incinta se așază la înălțime, ferită de lovituri accidentale, atunci această ramă poate lipsi. Se va acorda o deosebită importanță etanșării perfecte a incintei, pentru a se obține un rezultat de bună calitate.

Se va da o importanță deosebită izolării secundarului de primar, aceasta împotriva străpun-

Tiristoarele folosite vor fi de 6A/600 V, permițînd ca pe fiecare canal să se lege o sarcină de 400

W (se vor folosi mai multe becuri de wattaj mic — până la 75 W —, pentru a nu putea fi pusă în evidență inerția de aprindere și stingere a becurilor peste 75 W).





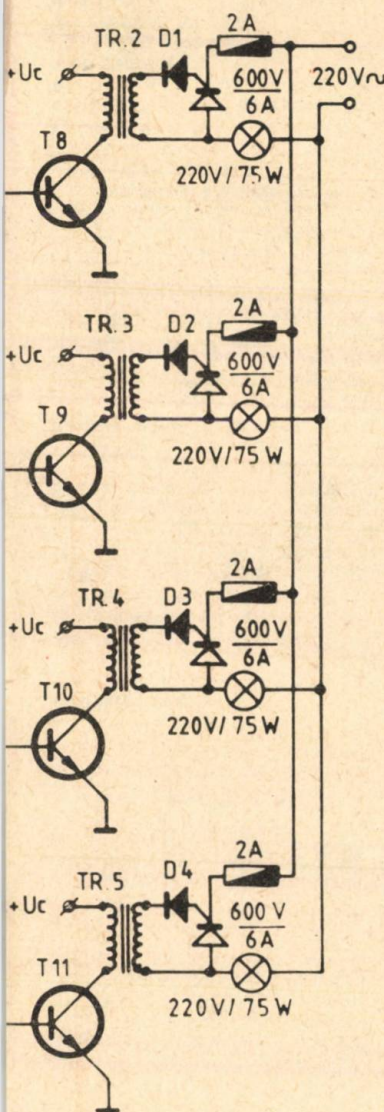
În figura 3 este prezentat desenul cablajului imprimat pentru varianta cu comanda prin tranzistoare, conform figurii 1. Pentru a II-a variantă, este simplu de modificat partea de comandă, ținând cont că tiristoarele se vor monta pe radiatoare separate.

Tranzistoarele folosite sînt de următoarele tipuri:

$T_1 = 2N2219A$, cu radiator; $T_2 = 2N2905A$, cu radiator; $T_3, T_4, T_7 = BC107B$; $T_5 = BC177B$; $T_6 = BC108B$; $T_8, T_9, T_{10}, T_{11} = BD139$ sau $BD237$, cu radiatoare; $T_{12}, T_{13}, T_{14}, T_{15} = 2N3055/6$, cu radiatoare.

Diodele EFD vor fi EFD107—110. Dioda BAX = BAX 13, BAX 14, 1N4148, 1N914.

Cutia rămîne a fi executată de către fiecare amator după dorință.



verificator

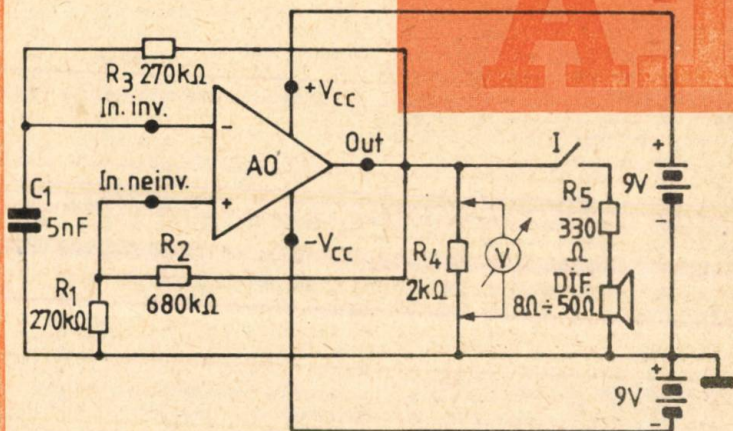
AL. MĂRCULESCU

Amplificatoarele operaționale prevăzute cu compensație internă în frecvență (printre care și binecunoscutul 741) pot fi verificate rapid cu ajutorul montajului alăturat. Circuitul reprezintă un multivibrator astabil de audio-frecvență, alimentat de la o sursă diferențială de $\pm 9V$ (două baterii miniatură de 9 V legate în serie), al cărui semnal de ieșire acționează un difuzor sau o cască, prin intermediul unei rezistențe de limitare, R_5 .

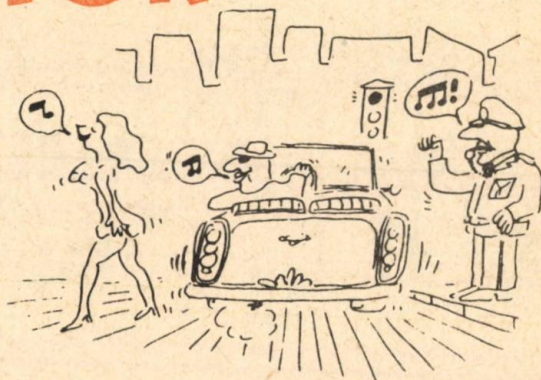
Aprecieria se face în clasa „logică bivalentă” — „bun” sau „defect” — după cum exemplarul de operațional testat oscilează sau nu.

O informație suplimentară se poate obține conectînd la bornele lui R_4 un voltmetru de tensiune alternativă (cel puțin 5 k Ω/V), care trebuie să indice, cu întrerupătorul I deschis, o tensiune vîrf la vîrf de cca 12 V.

Pentru a nu fi necesară lipirea terminalelor AO, se recomandă utilizarea unui soclu adecvat tipului de capsulă (eventual două socluri în paralel, corespunzătoare celor două variante de bază, cu 2 x 7 terminale, respectiv cu 2 x 4 terminale). În absența operaționalului, sursele nu debitează curent, motiv pentru care nu a fost prevăzut întrerupător de alimentare.



UMOR



Y R

Răsfoind presa de specialitate din țara noastră de acum 4 decenii găsim realizări de prestigiu ale constructorilor amatori români — cum este și acest radioreceptor.

Ceea ce este remarcabil la schema reprodusă după revista Radio Universal — 1939, sub semnătura V. Vasilescu, este faptul că acest aparat, refăcut cu tuburi electronice rezultate de la aparate dezafectate, poate funcționa cu rezultate foarte bune.

RECEPTOR PE TREI GAME

La aparatul de față, sensibilizarea lămpii detectoare se face fără să se influențeze cu nimic circuitul de acord, astfel încât stabilitatea este remarcabilă. Ca-toda lămpii 6C6, așa cum este montată, se găsește la un potențial de înaltă frecvență față de masă. Prin mărirea tensiunii ecranului, curentul anodic crește la un moment dat, iar lampa devine generatoare de oscilații. Perioada acestor oscilații este egală cu perioada proprie a circuitului de grătar. Și aici sensibilitatea maximă este tot în vecinătatea punctului de oscilare. Natural că pentru frecvențe modulate ne vom opri sub acest punct, iar pentru frecvențe nemodulate, semne telegrafice, vom trece puțin peste el, spre a obține nota muzicală din heterodinarea unei locale cu aceea recepționată.

Tabloul de selfuri, pentru a acoperi toate gamele de unde, 18—2 000 metri, este dat în schemă. Bobinele pot fi introduse și scoase din circuit și prin intermediul unui comutator; dar, așa cum a fost realizat montajul de față, pierderile sînt reduse. Pentru amatorii de unde scurte, condensatorul de acord poate să fie numai de 100 pF, iar trim-

mer-ul numai de 10 pF. De asemenea, și set-ul de bobine, pentru a coborî chiar pînă la 6—7 metri lungime de undă, poate fi destul de variat în ceea ce privește numărul de spire. Din schema de principiu așezarea pieselor este destul de evidentă, totuși vom da câteva sfaturi de construcție și vom enumera diverse piese întrebuițate:

1. Trimmer-ul poate fi montat în dreapta condensatorului de acord, iar în stînga acestuia se poate așeza condensatorul din circuitul antenei. Se va prevedea un demultiplicator fin pentru trimmer, iar la nevoie și pentru a scurtcircuita condensatorul din antenă, i se va îndoi acestuia un colț al rotorului.

2. Potentiometrul din circuitul grătarului-ecran va fi logaritmice și pe grafit, pentru a nu da naștere la pocnituri în timpul manevrării.

Valoarea pieselor este dată în schema de principiu.

3. Lampa finală 42 poate fi îndepărtată, în cazul cînd se recepționează numai în cască, închizîndu-se și întrerupătorul respectiv.

4. Alimentarea filamentului se face dintr-un acumulator de 6 volți. Pentru tensiunea anodică

este nevoie de o baterie de 150—250 volți. Un alimentator anodic care să livreze aceleași tensiuni înlocuiește perfect bateriile.

5. În circuitul anodic al lămpii 6C6 se întrebuițează o bobină cu miez de fier de 100 H (la 3mA) sau în lipsa acesteia se poate folosi un transformator de joasă frecvență, al cărui primar a fost legat în serie cu secundarul.

6. Toate rezistențele din circuitul de grătar al lămpilor sînt de 2 wați. Una singură are circa 5 wați, și anume aceea așezată în paralel cu filamentele lămpilor. O priză luată exact din mijlocul electric al acestei rezistențe merge la minusul general.

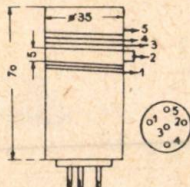
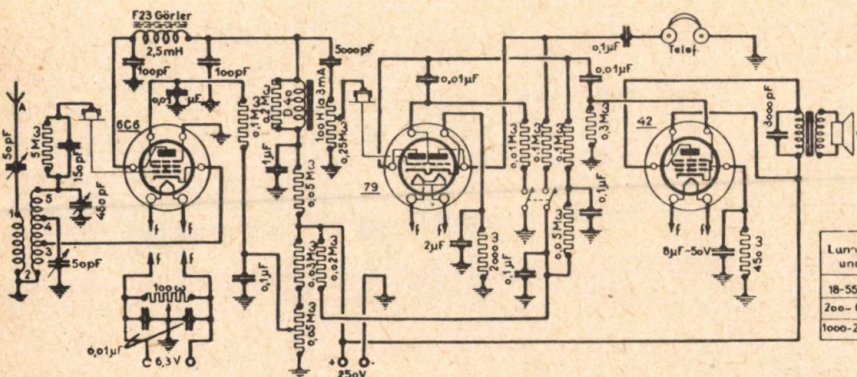
7. Vom monta borne pentru căști, difuzor, antenă, priză de pămînt și fișe pentru alimentare. Se va avea în vedere blindajul circuitelor de grătar și circuitelor anodice ale lămpilor. În special, grupul de detecție se va monta chiar pe grătarul lămpii 6C6, în capacul ce constituie însuși blindajul de grătar.

8. Primele două lămpi trebuie să fie blindate. Ultima lampă — 42 — rămîne neblindată.

Legătura de minus la șasiul metalic al aparatului se va face într-un singur punct.

Construind acest receptor cu îngrijire și respectînd cu strictețe observațiunile de mai sus, putem fi siguri că rezultatele pe care le vom obține vor fi din cele mai bune.

(text original)

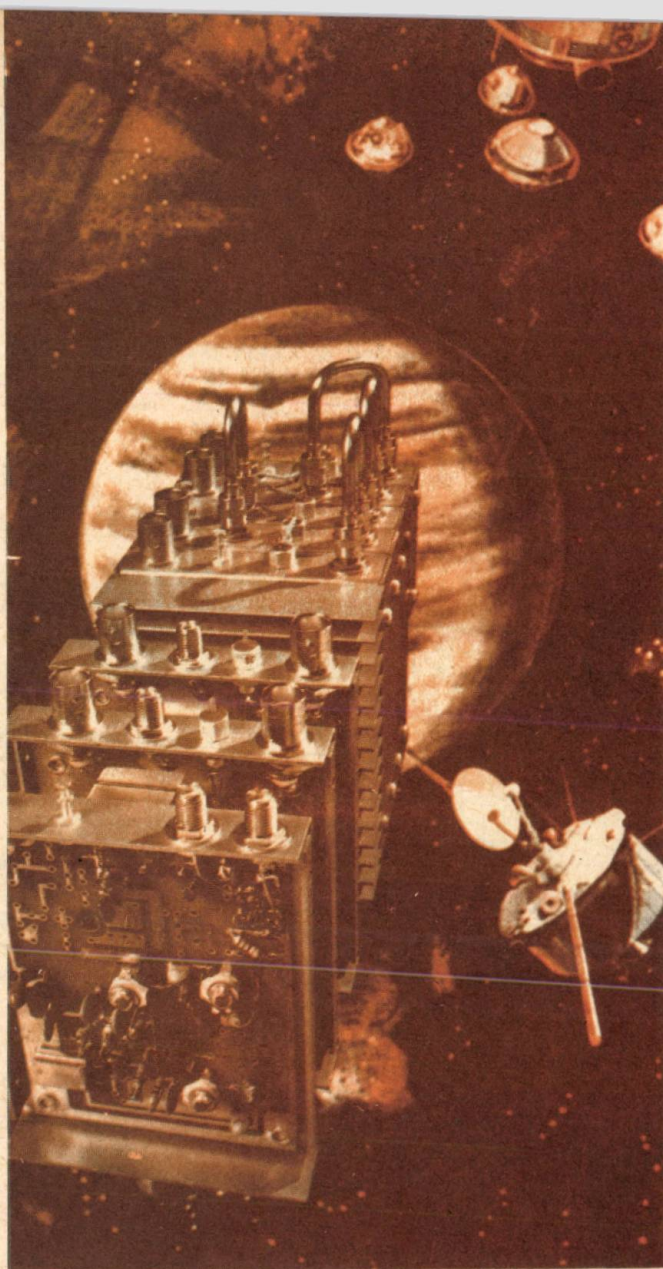


Lung. de undă	Prize	Diametrul firului	Distanța între spire
18-55 m	1-2 3 3 4 5	0.35 0.35 0.35 0.35 0.35	3.5mm
200-600	25 4 46 15	0.4 - 2 mm	spira lângă spira
1000-2000	75 5 165 50	0.2 -	Figura

Y R



Y O



A.T.



RADIOAMATORISM

Sport cu multiple valențe educative, radioamatorismul se numără printre sporturile așa-numite de elită, sport care impune participanților temeinice cunoștințe științifice și tehnice.

A fi radioamator înseamnă să ai un atestat al unui bogat bagaj din domeniul fizicii, electronicii, mecanicii, propagării undelor electromagnetice, dar, mai presus, al unei atitudini a bunelor relații între oameni și al prieteniei.

Radioamatorismul, în același timp, prin formele sale de organizare, pregătește tineri elevi și muncitori spre a deveni buni specialiști în producție, utili societății și țării în toate situațiile.

MANIPULATOR ELECTRONIC

Ing. VASILE CIOBĂNIȚĂ, YO3APG

În figura 1 se prezintă schema de principiu a unui manipulator electronic simplu realizat cu patru circuite integrate.

Oscilatorul de tact, realizat cu porțile NAND P_1-P_4 , funcționează continuu, asigurând la ieșire o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, a căror frecvență de repetiție este determinată de valorile R_1 și C_1 . Pentru o tensiune de alimentare de 4,5 V, cu valorile din schemă, s-a măsurat un interval de frecvențe cuprins între 8,5 Hz și 19 Hz.

Acestea servesc ca impulsuri de tact și se aplică pe intrarea de numărare a primului circuit basculant bistabil de tip D (CB_1).

Datorită conexiunii dintre intrarea de date D și ieșirea Q, acest circuit realizează o divizare cu doi, determinând o modificare a nivelurilor logice de la ieșire pentru fiecare front pozitiv al impulsurilor de tact.

Aceasta însă numai pe durata cît intrarea de comandă R (Reset) se află la nivel logic „1”.

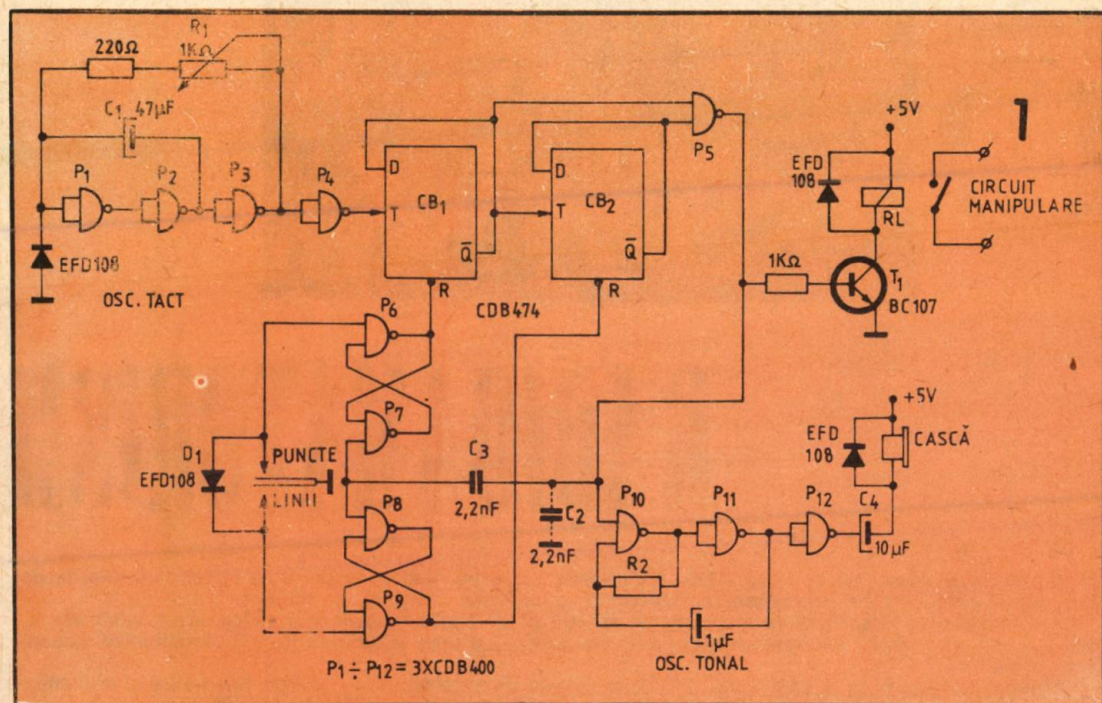
Pentru formarea de linii și puncte cu lungimi în raport de 3/1, se folosesc două circuite basculante bistabile divizoare cu 2. În cazul transmiterii punctelor, funcționează numai CB_1 , semnalele de pe ieșirea acestuia (cu factor de umplere 1/2) comandînd, prin poarta NAND- P_5 , tranzistorul de manipulare și oscilatorul tonal. Circuitul CB_2 este blocat ($R = 0$), iar ieșirea sa $Q = 1$ asigură funcționarea porții P_5 .

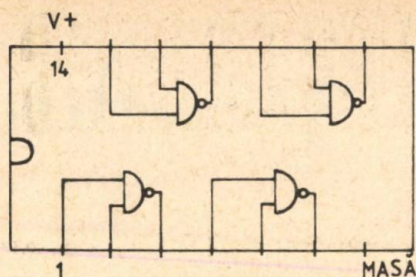
La transmiterea de „linii” funcționează și circuitul CB_2 . În acest caz, poarta P_5 formează la ieșire impulsuri pozitive corespunzătoare „liniilor” prin însumarea semnalelor cu frecvențe diferite ($f_1 = 2f_2$) de pe cele două intrări ale sale. Pauza dintre două linii sau două puncte are durată standard, adică este egală cu lungimea unui punct. Cele arătate mai sus se întîlnesc în toate manipuloarele electronice realizate cu circuite integrate logice.

O particularitate a acestui montaj o constituie modul în

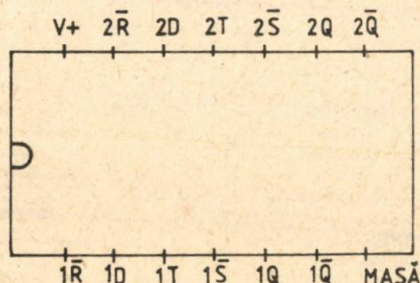
care se face comanda celor două bistabile divizoare, respectiv comanda formării de „puncte” sau „linii”. În acest scop, aici se folosesc două triggere R-S, realizate cu porțile P_6-P_7 și P_8-P_9 .

Un circuit basculant de tip R-S are două stări posibile, trecerea dintr-o stare în alta putîndu-se comanda printr-un semnal aplicat pe una din intrări, în timp ce trecerea inversă este determinată de aplicarea unui semnal pe cealaltă intrare. În mod normal, ieșirea porților P_6 și P_9 se află la potențial scăzut (nivel logic „0”). La acționarea cheii de manipulare în poziția „puncte”, punerea la masă a uneia din intrările porții P_6 determină apariția nivelului logic „1” pe ieșirea acesteia și deschiderea circuitului bistabil CB_1 . Triggerul R-S rămîne în această stare pînă cînd apare prin C_3 un impuls negativ, determinat de frontul căzător al impulsului de la ieșirea porții P_5 , adică pînă la terminarea „punctului”.



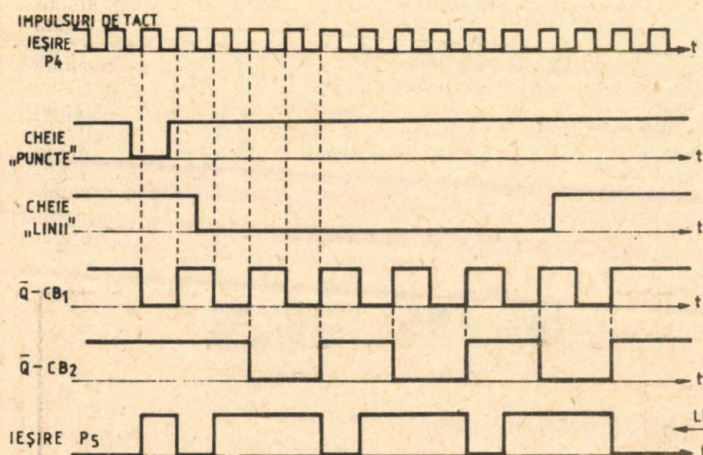


CD B400
C1150
C1130
SN7400, K155 ЛА3



CDB474
SN7474
K155TM2

3



2

Acționind cheia de manipulare pentru transmiterea de „linii”, se schimbă starea ambelor triggeri R—S; primul prin dioda D₁, iar al doilea direct, prin punerea la masă a uneia din intrările porții P₈. Triggerii rămân în această stare până ce se termină impulsul pozitiv corespunzător unei linii și prin C₃ se aduce un impuls negativ. În felul acesta semnalele se formează corect indiferent de durata menținerii pîrghiei de manipulare în una din cele două poziții. Condensatorul C₂ se introduce numai dacă apar instabilități în comanda celor două triggeri R—S.

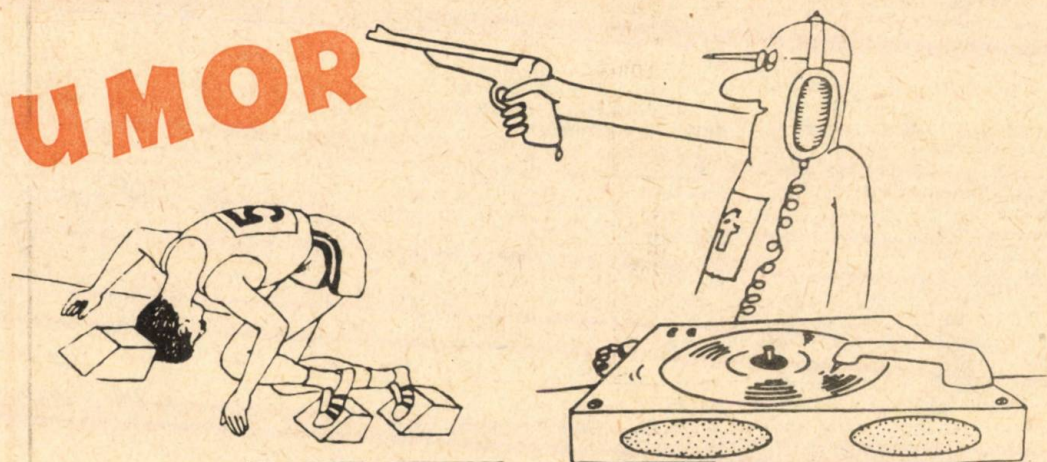
Oscilatorul tonal este construit cu porțile P₁₀—P₁₂. Rezistența R₂ poate avea valori între 300 și 470Ω, frecvența fiind de 1300—990 Hz. Casca telefonică se poate monta și la masă, dar în acest caz se vor inversa polaritatea condensatorului C₄ și cea a diodei EFD108.

Prin tranzistorul T₁ se comandă releul de manipulare. Acesta poate avea și tensiuni mai mari de lucru, dar atunci alimentarea sa se va face separat. Fără releul de manipulare, montajul consumă cca 60 mA. Montajul s-a realizat pe o plăcuță de sticlătextolit placat pe o față, avînd dimensiunile de 100 x 45 mm.

În figura 2 se prezintă diagrama tensinilor în diferite puncte ale montajului, corespunzătoare transmiterii literei J, iar în figura 3 se arată conexiunile la cele două tipuri de circuite integrate folosite.

BIBLIOGRAFIE

„Funkamateur”, nr. 8/1980 și 1/1983



compresor-expandor

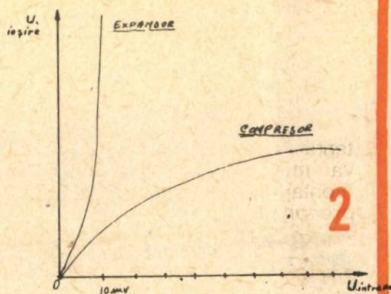
După cum se vede în figura 1, semnalul este aplicat intrării neinvertoare a amplificatorului operațional printr-un filtru trece-jos format din rezistența R1 și condensatorul C1. Valoarea condensatorului poate fi în limitele 100—1000 pF în așa fel încît frecvența superioară să fie limitată la o anumită valoare după dorința și necesitățile constructorului. Intrarea inversoare a amplificatorului operațional este legată în bucla de reacție formată din potențiometrul P1 și tranzistorul cu efect de câmp T. Semnalul obținut la ieșirea amplificatorului este trimis către utilizator prin condensatorul C2 și potențiometrul de volum P2, iar pe de altă parte către circuitul de redresare și integrare format din C3, R3, D1, D2, C4 și R4 care va comanda grila tranzistorului cu

tensiune pozitivă sau negativă, după caz.

Astfel, cînd comutatorul K va fi în poziția compresor, atunci grila tranzistorului va fi comandată cu tensiune negativă proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare. În acest caz rezistența drenă-sursă se va mări, iar amplificarea montajului va scădea în aceeași proporție. Se va obține o comprimare a dinamicii semnalului de intrare, amplitudinea semnalului de ieșire menținându-se practic constantă. Este indicat ca valoarea semnalului de intrare să nu depășească în această situație 100 mV. Comprimarea semnalului este de foarte bună calitate, putîndu-se folosi pentru înregistrări pe bandă magnetică sau în transmisiile BLU sau FM din practica radioamatorilor.

DORU SANDU, YO9CXY

În poziția expandor a comutatorului K, grila tranzistorului T este comandată cu tensiune po-



zitivă, de asemenea proporțională cu nivelul semnalului de intrare. În această situație rezis-

modulator MA

Ing. P. RĂDULESCU

Cu un multiplicator analogic ROB 8095 se poate realiza foarte ușor un modulator de amplitudine performant.

Schema este prezentată în figura 1.

Spre deosebire de montajele cu circuitul modulator ROB 025, cel prezentat poate lucra cu semnale de amplitudine mare (pînă la 5 V vîrf-vîrf). În plus, prin reglajul indicelui de modulație, se pot realiza atît modulația MA standard, cît și cea cu purtătoare suprimată.

Astfel, cînd cursorul este la capătul conectat la masă, purtătoarea este suprimată. Deplasîndu-l ușor, se adaugă semnalului modulator o mică tensiune continuă, rezultatul fiind o modulație cu un indice apropiat de 100%.

Deplasarea în continuare spre punctul cald al potențiometrului duce la scăderea indicelui de

modulație pînă în poziția extremă, cînd acesta ajunge la aproximativ 3%.

Ajustarea tensiunilor de decalaj la intrare se face cu ajutorul montajului din figura 2.

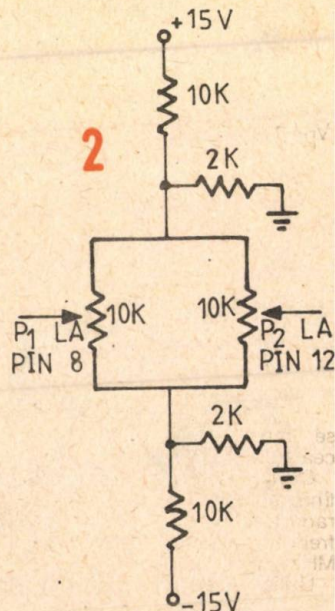
Cursorul semireglabilului P₁ se conectează la terminalul 8 al circuitului, iar cursorul lui P₂ la terminalul 12.

Procedura de ajustaj este următoarea: cu cursorul potențiometrului P₃ la masă și în absența semnalului modulator, se aplică un semnal sinusoidal la intrarea pentru purtătoare (terminal 9).

Se acționează P₁ pînă la dispariția acestui semnal la ieșire.

În a doua etapă se leagă terminalul 9 la masă și se aplică la intrarea semnalului modulator o tensiune sinusoidală; se acționează P₂ pînă la dispariția acestui semnal de la ieșire.

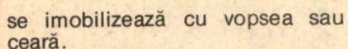
Semireglabilul astfel poziționat





tența drenă-sursă a acestuia se va micșora, iar amplificarea montajului va crește în aceeași proporție. Astfel se va obține o

expandare puternică a dinamicii semnalului. Este indicat ca valoarea semnalului în acest caz să nu depășească 10 mV. Montajul



Cu un cablaj proiectat, respectînd regulile privind montajele de radiofrecvență, se pot atinge frecvențe ale purtătoarei de 50 MHz.

Utilizînd o purtătoare de 455

kHz (445 kHz) și un semnal modulator de 1 kHz, se poate realiza ușor o heterodină modulată, utilă în depanarea etajelor de medie frecvență din radioreceptoarele funcționând în gama de unde lungi, medii sau scurte.

TRANSVERTER 28/432 MHz

Ing. I. MIHĂESCU, YO3CO

Datorită calităților lor de penetrație, emisiunile în SSB sînt utilizate din ce în ce mai mult și în transmisiile efectuate în gama undelor ultracurte. Materialul de față are în vedere banda de 70 cm, respectiv 432 MHz.

Ca aparat de bază este utilizat un transceiver la care utilă este gama de 28 MHz. Aparatul care face translația radiocomunicației bilaterale dintr-o gamă în alta a capătat denumirea de transverter, din contopirea cuvintelor transceiver și converter.

Transverterul alăturat (fig. 1)

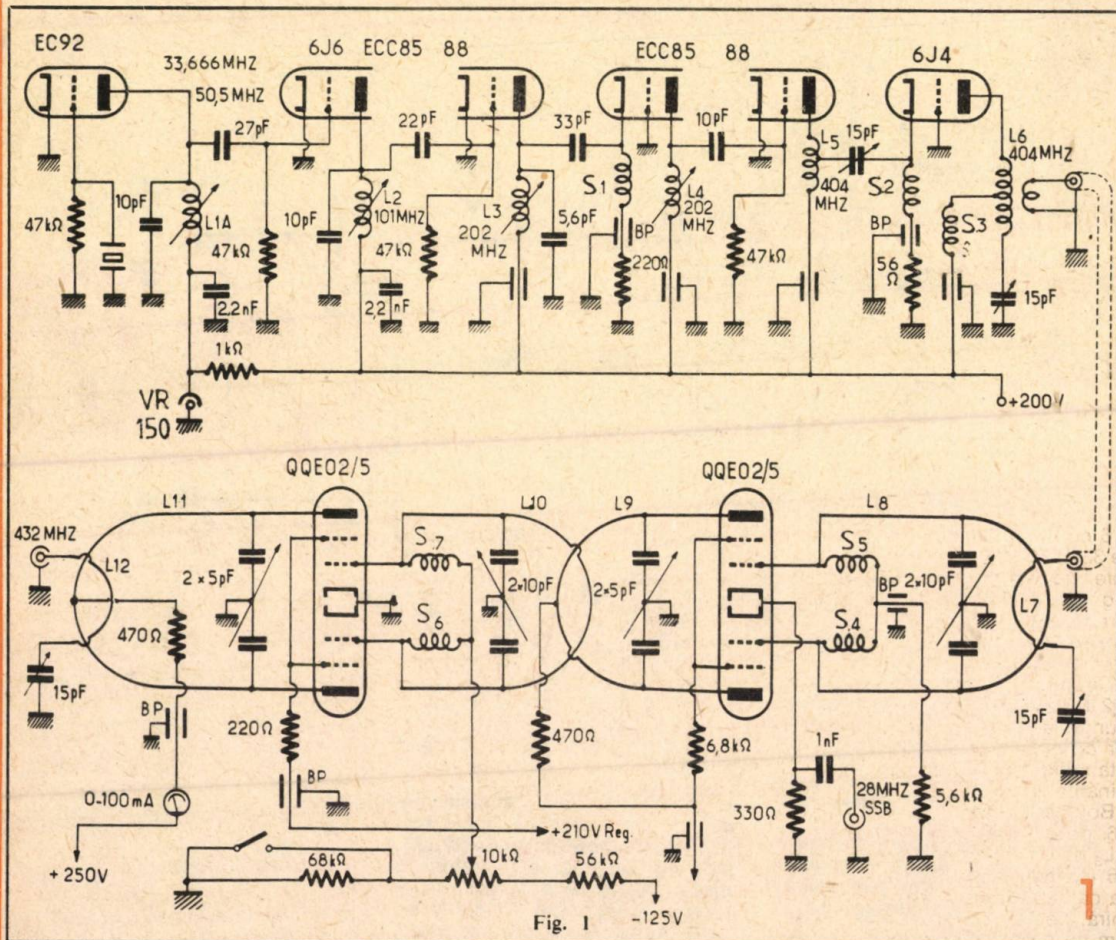
folosește tuburi electronice și are în componența sa un generator de 404 MHz pilotat cu cuarț, un mixer și un amplificator liniar de putere. Oscilatorul local are montat un cuarț de 33,66 MHz sau 50,5 MHz (montaj overtone) la un tub EC 92, bobina L_{1A} fiind acordată pentru această frecvență.

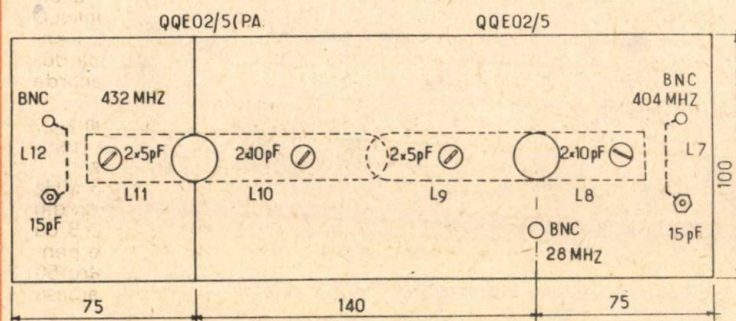
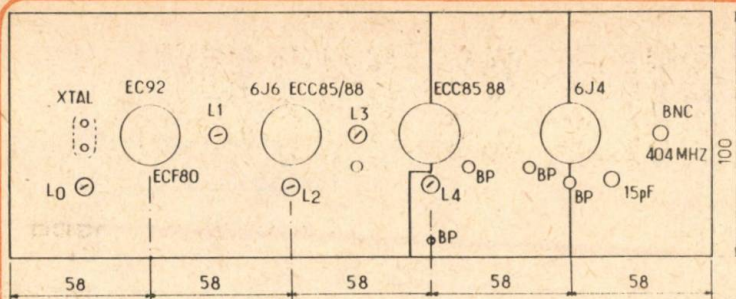
Cei care nu posedă un cuarț cu frecvența indicată pot monta în locul tubului EC 92 un ECF 80, în care trioda lucrează ca oscilator, iar pentoda ca multiplicator de frecvență (fig. 3).

Combi-națiile cu cuarțuri sînt multiple; de exemplu, un cuarț de 5 612 kHz are pe armonica 3 o frecvență de 16,83 MHz. Pentoda va lucra în acest caz ca dublor și bobina L_{1B} se va acorda pe aproximativ 33,66.

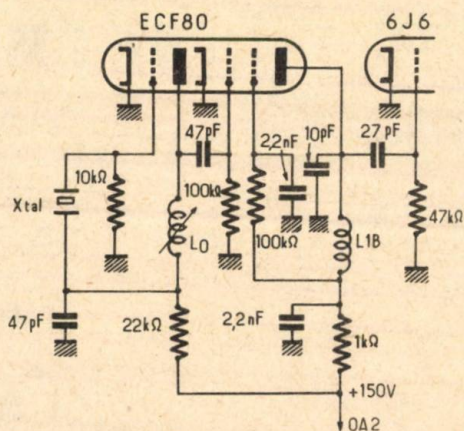
Este convenabil și un cuarț de 25,25 MHz, unde dublorul (pentoda) furnizează 50,5 MHz.

L_0 are 27 spire pentru 25 MHz și 38 de spire pentru 16 MHz, din CuEm 0,25, pe o carcasă Ø 8 cu miez. L_{1A} și L_{1B} au 10 spire pentru 33 MHz și 8 spire pentru 50 MHz, din CuEm 0,5, pe carcasă





2



3

(acordabilă cu 15 pF).

Semnalul de 28 MHz (SSB) provenit de la transceiver este aplicat pe catode, intermediar fiind circuitul din figura 4.

Tensiunea de autopolarizare a tubului care apare pe rezistorul de 330 Ω din catod este de aproximativ 9 V.

Un rezistor de 6,8 kΩ alimentează grilele ecran cu 210 V din tensiunea de 250 V.

În fine, circuitul anodic în contratimp are posibilitatea acordării cu un condensator trimmer de 2 x 5 pF pe frecvența de 432 MHz.

Puterea de vîrf a semnalului SSB aplicat la catod trebuie să fie în jur de 300 mW. Dacă puterea livrată de oscilatorul local este de 100 mW, vom obține 200 mW în circuitul de placă. Nu este recomandabil să mărăm puterea aplicată pe catod; distorsiunile de intermodulație cresc simțitor.

Etajul amplificator liniar care urmează are fixată tensiunea de polarizare a grilelor de comandă de la o sursă specială. În felul acesta se obțin liniaritatea și, la trecerea pe recepție, blocarea etajului.

Figura 5, care reproduce dimensiunile și formele liniilor re-



zonante de la 7 la 12, arată în particular cum sînt construite și cuplate liniile L_9 cu L_{10} .

Grilele ecran sînt alimentate cu o tensiune obținută la bornele a două tuburi VR105 (stabilovolt). Circuitul anodic L_{11} este foarte asemănător cu L_9 și alimentarea este aplicată prin intermediul rezistorului de 470 Ω.

Se observă că în grile, pentru stabilitatea montajului, sînt montate șocurile S4, S5, S6 și S7, care au cîte 20 de spire din CuEm 0,6, bobinate pe corpuri de rezistență de 10 kΩ/1 W. Toate condensatoarele de trecere sînt de 1 nF. Puterea dinspre antena, deci la circuitul L_{12} , este de 2,5—3 W. Amintim că toate circuitele de filament 6,3 V sînt trecute prin șocuri de radiofrecvență identice cu S4.

Schema electrică a alimentatorului este prezentată în figura 6.

Revenind la injecția de 28 MHz, reamintim că acest semnal provine de la un transceiver ce debitează o putere de zeci sau

Ø 6 cu miez. Dacă avem un cuarț de 33 și 50 MHz, nu mai este nevoie de acest etaj suplimentar (fig. 3), semnalul aplicîndu-se direct la grila tubului 6J6, care, lucrînd ca triplor sau dublor, scoate în anod 101 MHz.

Circuitul L_3 este acordat pe 202 MHz, care apoi prin dublare ajunge la 404 MHz. Un amplificator cu grila la masă (6J4) va debita suficientă energie pentru iluminarea unui bec 6,3 V/0,04 A.

Bobina L_2 are 6 spire CuEm 0,6 pe carcasă Ø 6 cu miez.

L_3 și L_4 au cîte 3 spire CuEm 0,6 (lungimea bobinajului 8 mm) pe carcasă Ø 6. L_5 are o singură spiră, de fapt o linie lungă de 18 mm cu distanța între brațe de 16

mm din sîrmă Ø 1,5 mm; cuplajul la mijloc.

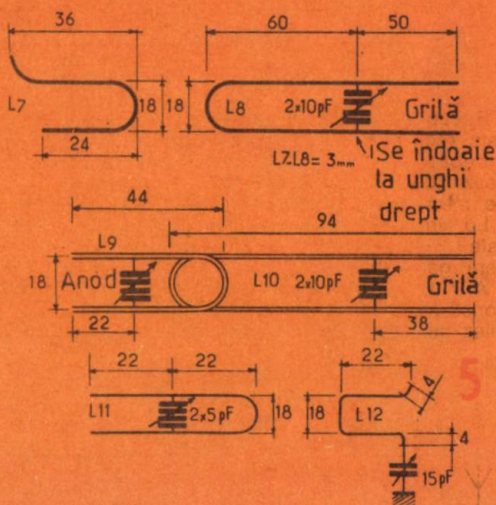
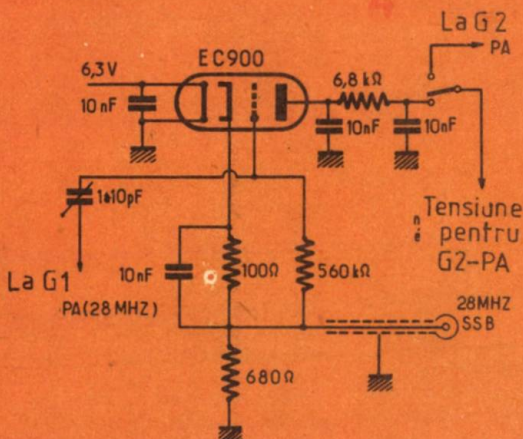
L_6 are două spire, Ø 16 mm, lungimea 16 mm din sîrmă Cu Ø 1, priză la mijloc.

Toate șocurile au cîte 20 de spire din CuEm 0,6, bobinate pe rezistoare de 1 W/10 kΩ.

Cuplajul cu L_6 se face printr-o buclă (două spire) ce transferă semnal la cablul coaxial 75 Ω. Este recomandabilă utilizarea cuplajului prin mufe BNC.

În etajele mixer și amplificator liniar de putere este montat același tip de tub electronic QQE 0,2/5.

Excitația de la heterodină (404 MHz) este aplicată pe grilele primului QQE 0,2/5 prin linia L_7



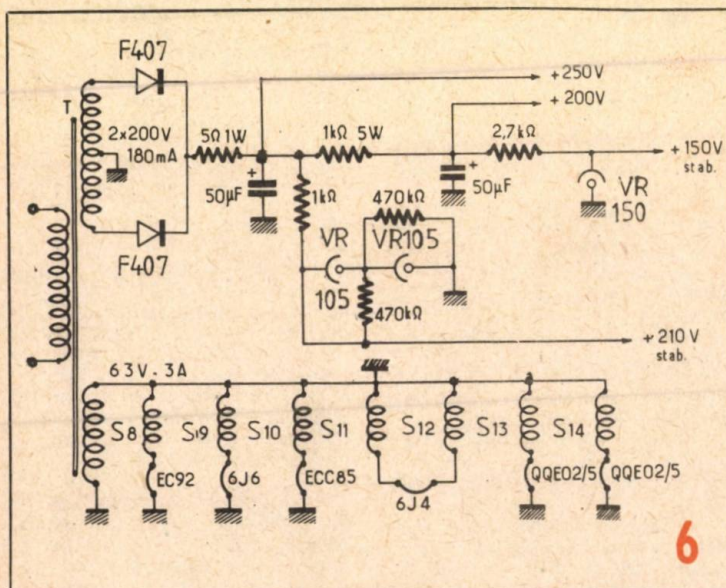
sute de wați, iar noi avem nevoie numai de 300 mW și s-ar zice că restul este energie inutilizabilă. Soluția este următoarea: decuplăm tensiunea de ecran de la etajul final al transceiverului și acest etaj se va bloca, apoi, printr-o buclă de câteva spire, ne cuplăm pe circuitul de grilă de comandă a acestui etaj (fig. 4). Un tub EC900 (de mici dimensiuni) va fi instalat chiar în compartimentul etajului final al transceiverului.

Cuplajul prin acest tub, care apare ca repetor pe emitor, asigură impedanțele convenite între grilă și cablul coaxial de joasă impedanță.

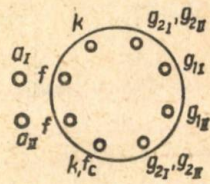
Sperăm că acest montaj va satisface pe radioamatorii care lucrează în banda de 70 cm. Dacă în circuitul de polarizare al grilei din PA se montează un întrerupător, etajul poate fi blocat prin varierea tensiunii de negativare.

Întreg emițătorul se construiește pe două plăci în care sînt montate soclurile. Se observă că la tuburile ECC85-684 și QQE 0,2/5 sînt montate ecrane din tablă.

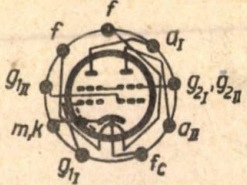
Tensiunea de negativare poate fi obținută de la înfășurarea anodică cu o diodă F 407 și un grup de filtraj (RC) de mare eficacitate.



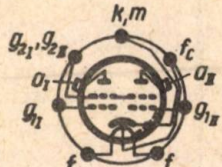
TUBURI DE EMISIE



QQE04/5



QQE02/5
QQE03/12



QQE03/20
QQE04/20

Rx-18MHz

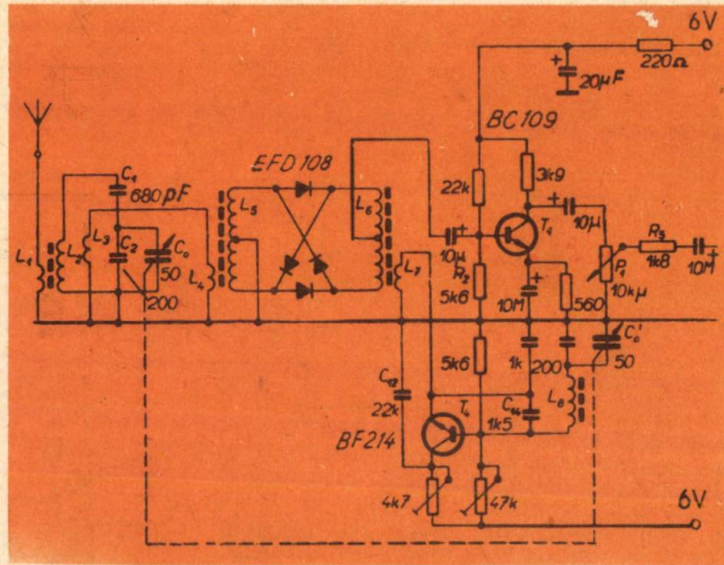
Receptorul de tipul sincrodină este recomandat radioamatorilor începători. Montajul funcționează foarte bine în toate tipurile de modulație CW; SSB — AM.

La intrare circuitul oscilant este L_2 cu C_1 , C_2 și C_0 , care acoperă gama 1,5—2,5 MHz.

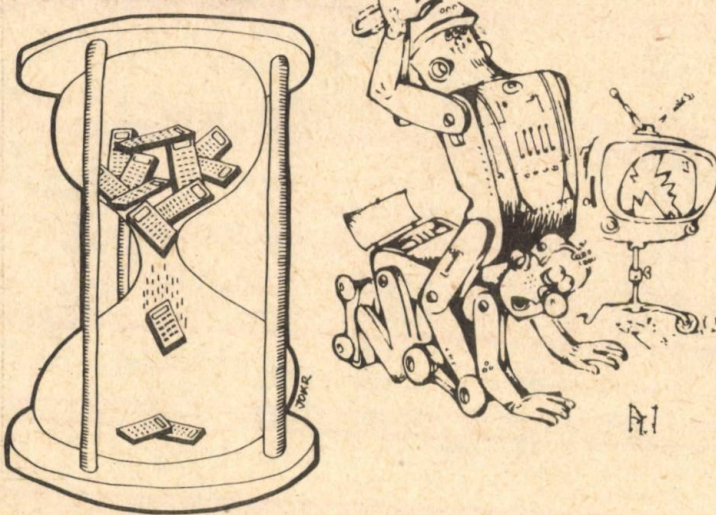
Aici bobinele L_1 , L_2 și L_3 se construiesc pe o carcasă $\varnothing 5$ cu miez magnetic pe care se bobi-

nează 80 de spire pentru L_2 și
cîte 10 spire pentru L_1 și L_3 ,
toate din CuEm 0,15. Bobina se
introduce într-un ecran magne-
tic.

Bobinele L_4 — L_5 și L_6 — L_7 se construiesc pe toruri de ferită în care pentru L_5 și L_6 se bobinează 2 x 20 spire, iar pentru L_4 și L_7 câte 8 spire din CuEm 0,25. Aceste bobine se pot face și pe



U M O R



carcase clasice. Bobina L_8 de la oscilator este identică cu L_2 .

Regimul de funcționare a oscilatorului se stabilește din cele două potențiometre de polarizare a colectorului și bazei.

Condensatorul variabil (5—50 pF) se se poate face dintr-un condensator obișnuit la care s-au scos lamele din stator și rotor.

MEMENTO

1. ac — alternating current
2. af — audio frequency
3. a.m. — amplitude modulated
4. bcd — binary coded decimal
5. bfo — beat frequency oscillator
6. cio — carrier insertion oscillator
7. crt — cathode ray tube
8. cw — continuous wave (morse)
9. dc — direct current
10. dil — dual-in-line
11. dfm — digital frequency meter
12. d.o. — dip oscillator
13. dpdt — double-pole double-throw
14. eht — extra high tension
15. emf — electromotive force
16. fet — field-effect transistor
17. fm — frequency modulation
18. fsd — full-scale deflection
19. gdo — grid dip oscillator
20. hf — high frequency (3-30 MHz)
21. ht — high tension
22. ic — integrated circuit
23. i.f. — intermediate frequency
24. pa — power amplifier
25. p.e.p. — peak envelope power
26. piv — peak inverse voltage
27. rf — radio frequency
28. shf — super high frequency (3-30 GHz)
29. spst — single-pole single-throw
30. ssb — single sideband
31. trf — tuned radio frequency
32. ttl — transistor-transistor logic
33. uhf — ultra high frequency (300-3,000 MHz)
34. vfo — variable frequency oscillator
35. vhf — very high frequency (30-300 MHz)
36. vswr — voltage standing wave ratio
37. vxo — variable crystal oscillator

TRANSCEIVER 432 MHz

Ing. GEORGE PINTILIE, YO3AVE

După multe experimentări în tehnica UHF am realizat un transceiver pentru banda de 432 MHz folosind piese radio accesibile în practica radioamatoricească și numai unde a fost neapărat nevoie piese speciale, cum sînt, de exemplu, tranzistoarele de putere de pînă la 1 GHz și re-leul coaxial (pentru comutarea antenei). La partea centrală a aparatului, blocul formator de bandă laterală unică (BLU), au fost folosite în exclusivitate piese radio de uz curent în aparatura electrocasnică, ușor de procurat.

În articolul de față nu se descrie realizarea filtrului cu cristale pentru BLU, deoarece realizarea unui asemenea filtru a fost pe larg explicată în Almanahul

„Tehnum” 1983. Pentru simplificarea comutării semnalelor, odată cu schimbarea regimului de lucru recepție-emisie, au fost folosite diode de comutație de tipul BA244.

Ecarterul de frecvență al transceiverului este de 1 MHz, adică acoperă banda de 432-433 MHz, deoarece sînt greu de realizat filtre pe frecvența de 28 MHz, cu o bandă de trecere mai mare de 1 MHz, fără a fi nevoie de acorduri suplimentare în bandă ale acestora, în cazul cînd am folosi o bandă de 2 MHz.

DESCRIEREA SCHEMEI

Oscilatorul de semnale cu frecvența de 10,7 MHz (BFO) este realizat cu tranzistorul T1 și

cristalul Q. Condensatorul trimer de 6-25 pF conectat în serie cu cristalul permite obținerea valorii necesare a frecvenței oscilatorului, în limitele 2-3 kHz. În cazul de față, oscilatorul are frecvența de 10,7033 MHz deoarece banda de trecere a filtrului cu cristale, la nivelul de 6 dB, este cuprinsă în limitele 10,7003-10,7030 MHz. A fost necesară alegerea frecvenței de 10,7033 MHz, deci mai sus decît aceea a filtrului (astfel selectînd banda laterală inferioară), deoarece mai departe urmează încă o schimbare a frecvenței în banda de 28 MHz, în final obținîndu-se banda laterală superioară, datorită faptului că

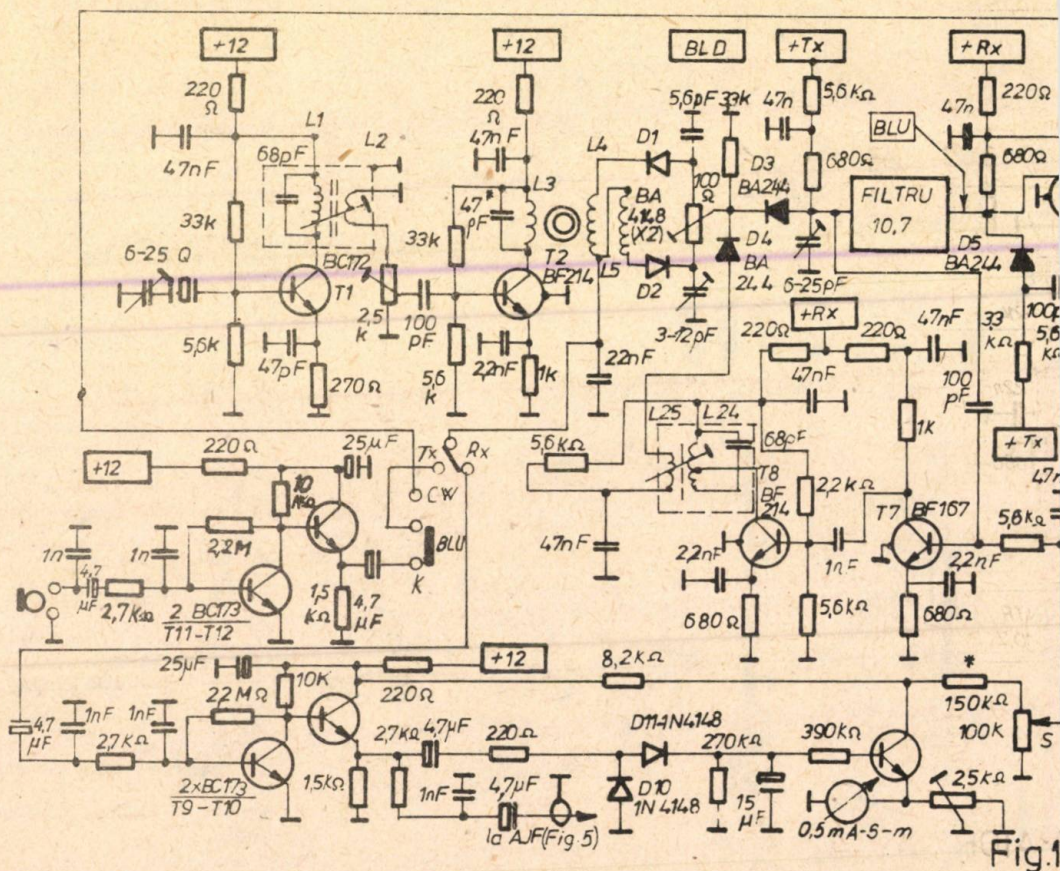


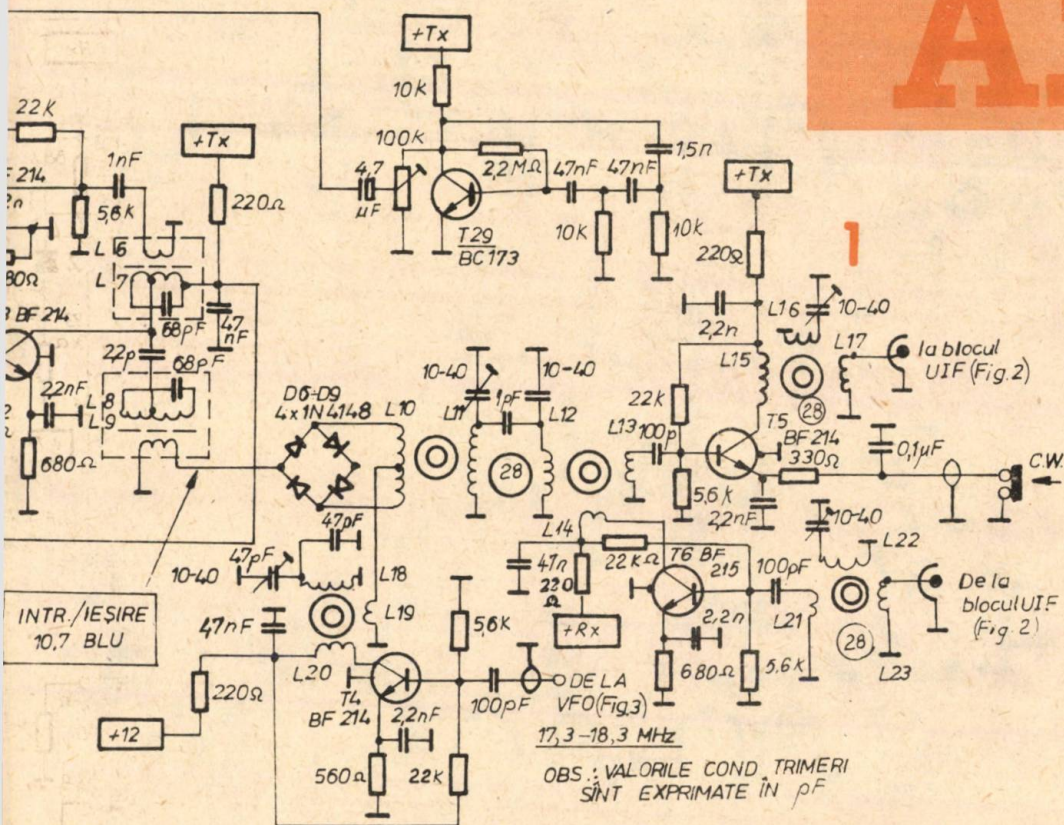
Fig.1

DATELE BOBINELOR

Bobina	Nr. spire	Conductor	Carcasă	Observații
L1, L7, L8	2 x 7	CuEm Ø 0,15	Fi — 470 kHz — Albatros	—
L2, L6, L9	2	CuEm Ø 0,15	— " —	—
L3	12	CuEm Ø 0,25	tor ferită	—
L4, L5	5	— " —	— " —	bobinate împreună
L10	2 + 2	— " —	— " —	—
L11, L12, L16 L18, L22, L40	10	— " —	— " —	—
L14, L15, L20, L39	5	— " —	— " —	—
L13, L17, L19 L21	2	— " —	— " —	—
L23, L41	1	— " —	— " —	—
L30, L31	2	CuAg Ø 1,5	fără carcasă	Ø bobină 5, pas 1
L32	7	CuEm Ø 1	— " —	Ø bobină 6, pas 1
L33	3	— " —	— " —	— " —

oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO, fig. 3) are frecvența cuprinsă în limitele 17,3-18,3 MHz. Tranzistorul T2 are rolul de separator între oscilatorul BFO și modulatorul echilibrat executat cu două diode de tipul 1N4148, egale între ele, în special în ceea ce privește rezistența în conducție directă. Cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 100 Ω și al condensatorului trimer de 3-12 pF se reglează atenuarea maximă a purtătoarei de 10,7 MHz. La ieșirea modulatorului echilibrat se obține un semnal cu banda laterală dublă (BLD) și purtătoarea suprimată. Modulatorului echilibrat i se aplică și semnalul de audiofrecvență, pe mediana bobinelor L4-L5, semnal cules din emitorul tranzistorului T12. Tranzistoarele T11 și T12 amplifică semnalele de joasă frecvență culese de microfon. Microfonul are impedanța de 200 Ω. În continuare voi descrie lanțul de emisie al blocului din figura 1. În regim de emisie, dioda de comutație D3 va conduce, iar semnalul BLD va fi aplicat filtrului BLU cu cristale

A.T.



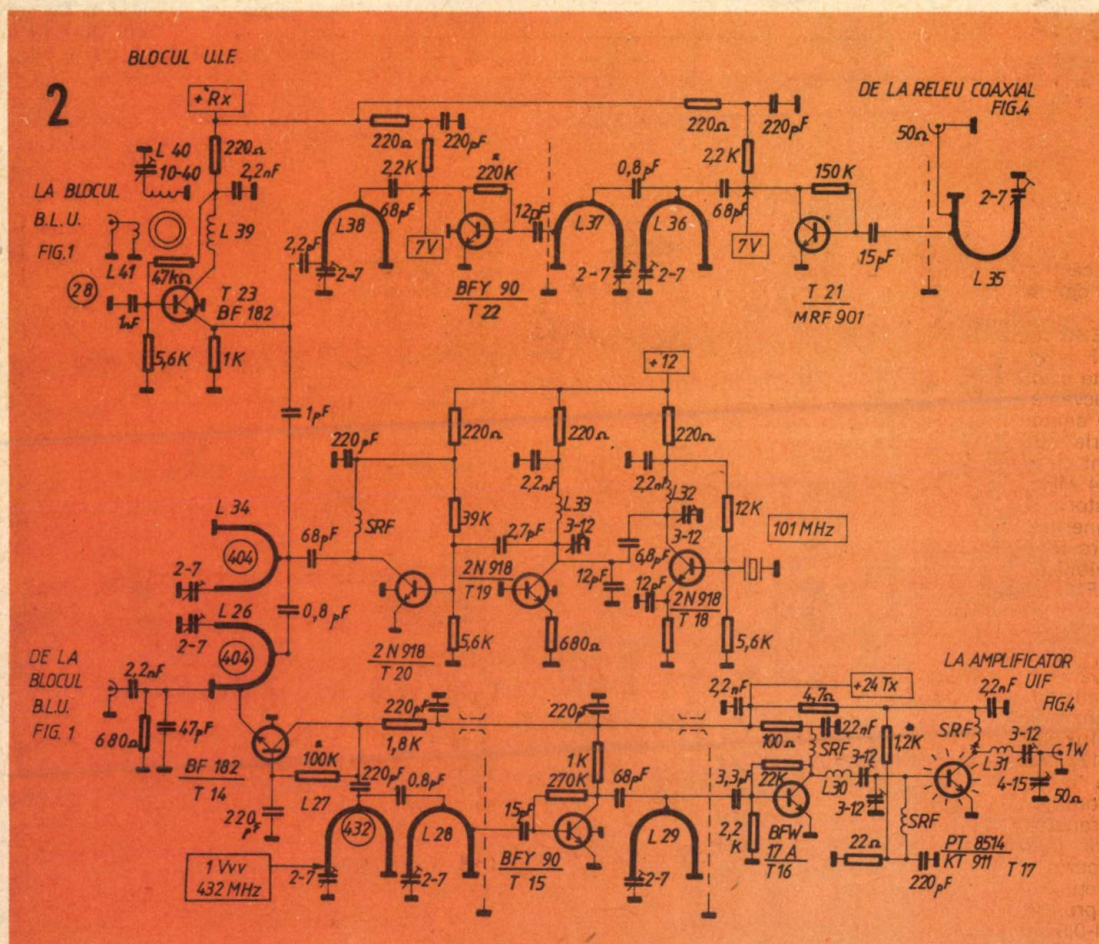
MATOR B.L.U.

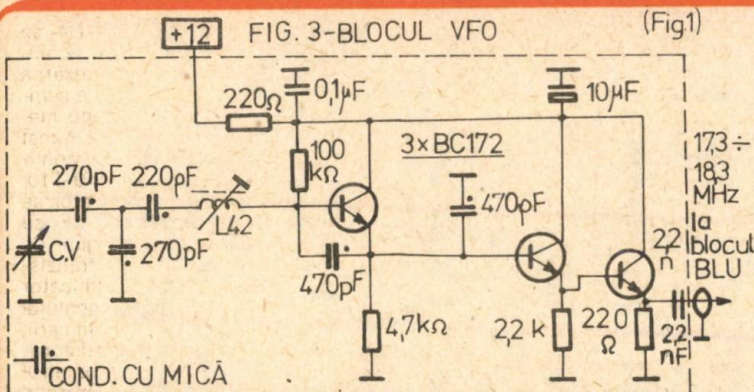
(10,7 MHz). La ieșirea din filtru, în serie cu dioda de comutație D5, semnalul BLU se aplică pe baza tranzistorului T3, unde este amplificat. Apoi, după ce traversează filtrul trece-banda format din L7-L9, semnalul BLU cu frecvența de 10,7 MHz este aplicat mixerului inelar format din D6-D9. Ca sarcină a mixerului inelar este bobina L10 pe mediana căreia se aplică semnalul cu frecvență variabilă cuprinsă în limitele 17,3-18,3 MHz. Acest semnal este cules de pe înfășurarea L19, iar tranzistorul T4 are rol de amplificator al semnalelor sosite de la VFO. După ce străbate filtrul trece-banda (L11-L12) acordat pe frecvența de 28 MHz, semnalul BLU este amplificat de tranzistorul T5, de unde, mai departe, se aplică blocului de UIF din figura 2.

Revenind la figura 1, lanțul de recepție este astfel: semnalul cu frecvența de 28 MHz sosit de la blocul UIF (fig. 2), după ce tra-

versează filtrul L23-22-21, este aplicat pe baza tranzistorului T6. După ce este amplificat și după ce străbate cel de-al doilea filtru acordat pe frecvența de 28 MHz (L14-L12-L11-L10), care filtru este comun atât la emisie, cât și la recepție, acest semnal ajunge la mixerul inelar D6-D9, unde, prin amestec cu semnalul VFO, se obține frecvența de 10,7 MHz. Mai departe, acest semnal, traversând în sens invers decât la emisie filtrul trece-banda L9-L8-L7-L6, ajunge pe baza tranzistorului T6, unde este amplificat și aplicat la intrarea filtrului BLU cu cristale. De la ieșirea filtrului cu cristale semnalul se aplică la amplificatorul format din tranzistoarele T7-T8. Trebuie menționat că în circuitul bazei tranzistorului T7 se aplică și semnalul de curent continuu de reglaj automat și manual al amplificării. Semnalul cules din colectorul tranzistorului T8, după ce străbate filtrul L24-L25, în se-

rie cu dioda de comutație D4, se aplică la demodulatorul echilibrat D1-D2 unde, după mixarea cu semnalul BFO, se obține semnalul de joasă frecvență, pe mediana bobinelor L4-L5. Acest semnal este amplificat în continuare de tranzistoarele T9-T10. La ieșirea acestui amplificator se detectează semnalele de JF cu diodele D10-D11 (în regim de dublare de tensiune), iar tranzistorul T13 are rol de amplificator de curent continuu al semnalului de reglaj automat al amplificării, ce se aplică pe baza tranzistorului T7 în serie cu potențiometrul „S”. Din emitorul tranzistorului T10 se culege și semnalul de joasă frecvență, care se aplică amplificatorului de audiofrecvență prezentat în figura 5, bineînțeles în serie cu potențiometrul de volum de 100 k Ω . Audiția se poate face în căști sau într-un difuzor. Preferabil să se folosească căști cu impedanță mică, pînă în 200 Ω , dar pot fi folosite

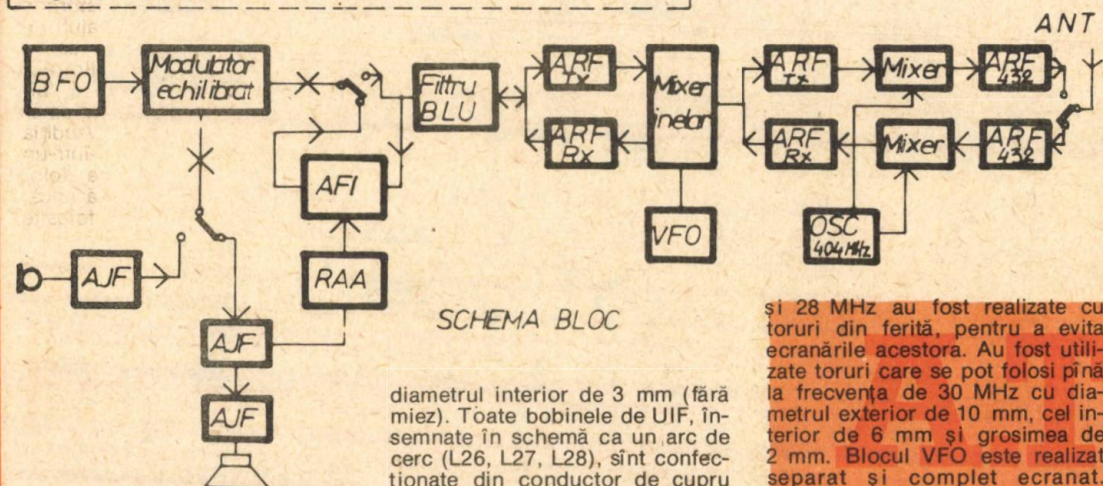




acestui prim etaj de amplificare și calității pieselor componente folosite.

În continuare, semnalul cu frecvența de 432 MHz mai este amplificat și de tranzistorul T22, după care se aplică pe baza tranzistorului mixer T23. Tot pe bază se aplică și semnalul cu frecvența de 404 MHz, iar în circuitul de colector se selectează semnalul diferență de 28 MHz. De aici acest semnal se aplică pe baza tranzistorului T6 (fig. 1).

O mare parte din circuitele acordate cu frecvențele de 10,7



și câști cu impedanță mai mare, în condiții multumitoare.

DESCRIEREA BLOCULUI DE UIF (fig. 2). Lanțul de emisie este următorul: semnalul BLU cu frecvența de 28 MHz este aplicat pe emitorul tranzistorului T14, în serie cu bobina L26, concomitent cu semnalul cu frecvența de 404 MHz. Remarc faptul că tranzistorul BF182 a dat cele mai bune rezultate în regim de mixare în comparație cu altele. În colectorul tranzistorului T14 (BF182) se obține un semnal cu frecvența sumă a semnalelor aplicate, adică 432 MHz. După ce străbate filtrul trece-bandă (432 MHz) format din L27-L28, semnalul este amplificat de 3 tranzistoare (T15-T17). La ieșirea celui de-al treilea tranzistor (T17) se obține o putere de vîrf de ordinul a 1 W. Circuitele acordate L27-L28 și L29 trebuie ecranate între ele în scopul evitării cuplajelor parazite. Toate șocurile de radiofrecvență (SRF) conțin 10 spire din conductor de cupru emailat cu diametrul de 0,4-0,5 mm, spiră lîngă spiră, cu

diametrul interior de 3 mm (fără miez). Toate bobinele de UIF, însemnate în schemă ca un arc de cerc (L26, L27, L28), sînt confecționate din conductor de cupru argintat cu diametrul de 1,5 mm, cu o lungime de 55 mm și au forma asemănătoare din schema electrică.

Semnalul cu frecvența de 404 MHz menționat anterior se obține astfel: ca oscilator au fost folosite un tranzistor de tipul 2N918(T18) și un cristal tip overtone cu frecvența de bază de 20,2 MHz. La bornele bobinei L32 se obține direct armonica a 5-a, adică un semnal cu frecvența de 101 MHz. Tranzistoarele T19 și T20 funcționează în regim de dublare de frecvență, astfel obținîndu-se 202, respectiv 404 MHz. Lanțul de recepție al blocului de UIF este următorul: semnalul cules de antenă, după ce este comutat de releul coaxial arătat în figura 4, este aplicat pe o priză a bobinei L35. De pe altă priză a acestei bobine se culege semnalul ce se aplică pe baza tranzistorului T21. De performanțele acestui prim tranzistor folosit la intrare (T21), cum sînt raportul semnal/zgomot și factorul de intermodulație, va depinde, de fapt, și calitatea receptorului. De aceea se va acorda o mare atenție realizării montajului

și 28 MHz au fost realizate cu toruri din ferită, pentru a evita ecranările acestora. Au fost utilizate toruri care se pot folosi pînă la frecvența de 30 MHz cu diametrul exterior de 10 mm, cel interior de 6 mm și grosimea de 2 mm. Blocul VFO este realizat separat și complet ecranat. Schema acestuia este arătată în figura 3. Bobina L42 conține 3 x 5 spire din conductor CuEm cu diametrul de 0,3 mm. A fost folosită ca suport o carcasă din cele de la filtrele de frecvență intermediară de 10,7 MHz de la receptoarele „Gloria”. S-a obținut o bună stabilitate a frecvenței oscilatorului datorită utilizării de condensatoare cu mică în circuitele de radiofrecvență. Condensatorul variabil CV este de tipul celor de la receptorul „Gloria” (o secțiune a acestuia).

În figura 4 este prezentat amplificatorul de putere la realizarea căruia am folosit articolul din revista „Tehnum” nr. 11/1982, cu modificările care se pot remarca ușor. Datele bobinelor sînt identice cu cele din revista.

În figura 5 sînt prezentate amplificatorul audio, precum și schema de comutare a tensiunilor pentru regimurile de lucru recepție/emisie. Am utilizat un releu miniatură de 24 V, cu patru contacte duble, produs de „Electromagnetica”. Se poate folosi și un alt tip de releu asemănător. Stabilizatorul de 12 V a fost realizat cu un tranzistor de tipul

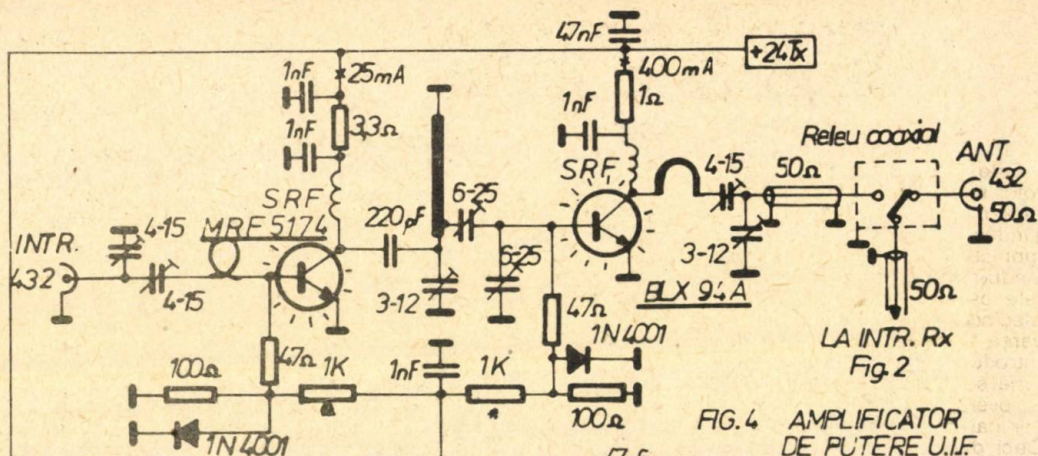
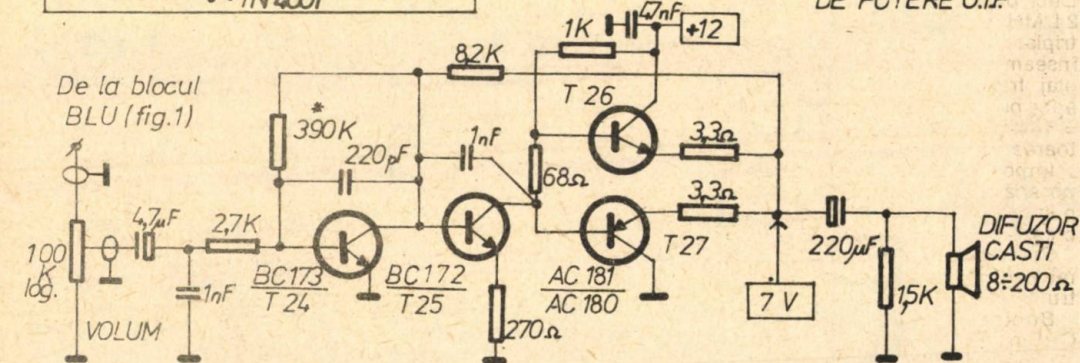


FIG. 4 AMPLIFICATOR DE PUTERE U.I.F.



RELEU COAXIAL (24 V)

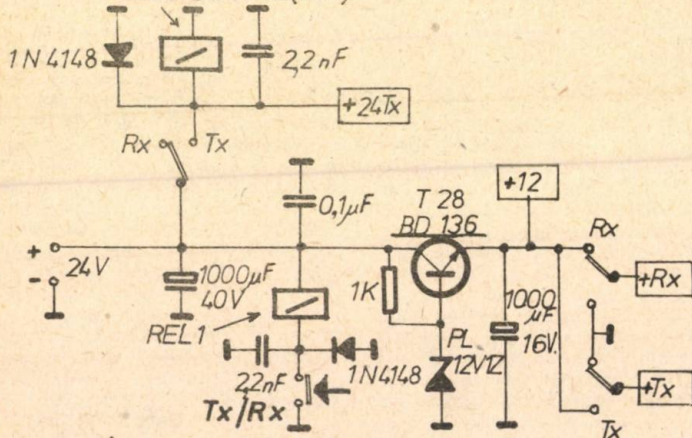


FIG. 5 AMPLIFICATOR IF ȘI COMUTĂRILE

BD136 (T28) și dioda Zener PL12V1Z.

FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE TELEGRAFIE (CW)

Problema regimului de telegrafie se pune numai pentru situația de emisie, deoarece la recepție nu trebuie făcut ceva separat

față de regimul BLU.

Pentru a simplifica acest mod de lucru, am realizat obținerea unui semnal telegrafic (semnal continuu) prin aplicarea la modulatorul echilibrat (D1-D2, fig. 1) a unui semnal de joasă frecvență prin intermediul unui comutator de mod de lucru

BLU-CW însemnat pe schemă cu K. Acest semnal are frecvența de 1 000 Hz și se culege de la oscilatorul cu rețea de defazare realizat cu tranzistorul T29 (fig. 1). Astfel, la mixerul echilibrat (D1-D2) am aplicat acest semnal în locul semnalului de la microfon.

Manipularea se face în circuitul emitorului T5, amplificator al semnalului cu frecvența de 28 MHz. În acest fel se obține o manipulare „curată”, fără clicsuri.

REALIZAREA. Fiecare din montajele arătate în cele 5 figuri au fost realizate pe blocuri separate. Traseele semnalelor de înaltă frecvență dintre plăci au fost realizate cu trunchiuri de cablu coaxial de 50 Ω.

Cum menționam anterior, aparatul poate „acoperi” un domeniu de frecvență de 1 MHz (432 — 433 MHz). Pentru a putea permite un acord comod în bandă, am folosit o demultiplicare totală de 1:40 (inclusiv cea proprie a condensatorului variabil).

BIBLIOGRAFIE:

Revista „Tehnum” nr. 11/1982
Revista „Radio” nr. 10/1980

TESTER

Y03CO

Este foarte răspândită metoda folosirii cristalelor de cuarț în oscilatoare nu pe frecvența fundamentală, ci pe una din armonicele impare 3-5-7-9, realizându-se în acest mod așa-numitele oscilatoare overtone. Astfel, plecând de la un cuarț cu frecvența fundamentală de 8 MHz și introdus într-un oscilator de la care se obține armonica 3 (deci 3 overtone), se ajunge la un semnal cu frecvența de 24 MHz. Deci direct de la oscilator avem 24 MHz. Dacă acest semnal este triplă și apoi dublat — aceasta înseamnă că este trecut printr-un etaj triplor ($24 \times 3 = 72$ MHz), apoi printr-un etaj dublor ($72 \times 2 = 144$ MHz) —, se obține purtătoarea pentru banda de 2 m.

Important este ca atunci când posedăm un cristal de cuarț să putem verifica dacă acesta lucrează și în montaj overtone.

Se construiește montajul alăturat care utilizează 3 bobine pentru 3 game de frecvență.

Bobina A are o spirală din CuEm 1,5 cu diametrul de 12 mm pentru gama 65 — 150 MHz; bobina B are 5 spire CuEm 1,5, diametrul bobinei 14 mm, lungimea bobinei 10 mm pentru gama 35-75 MHz; bobina C are 11 spire CuEm 1,5, bobinaj cu diametrul de 17 mm, lungimea bobinei 30 mm pentru gama 20-40 MHz.

Fiecare bobină se fixează pe un culot de la un tub electronic, care va fi introdus apoi într-un soclu adecvat.

Intrarea în oscilație a cuarțului poate fi pusă în evidență fie prin măsurarea curentului de colector al tranzistorului, fie cu ajutorul unui voltmetru electronic de radiofrecvență.

Să presupunem că introducem în montaj un cuarț de 8 MHz și o bobină C (20 — 40 MHz). Condensatorul variabil este închis, iar curentul de colector indicat de instrument este de aproximativ 10 mA. Deschizând încet condensatorul variabil, vom observa la un moment dat o cădere bruscă de curent la valoarea de 7 mA. În această situație măsurăm frecvența (cu un grid-dip) și observăm că ea are valoarea de 24 MHz, adică overtone 3.

Continuând să deschidem condensatorul variabil, curentul de colector va crește iar la 10 mA și

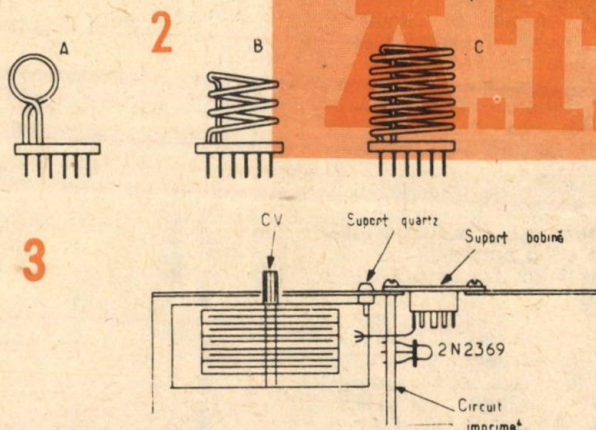
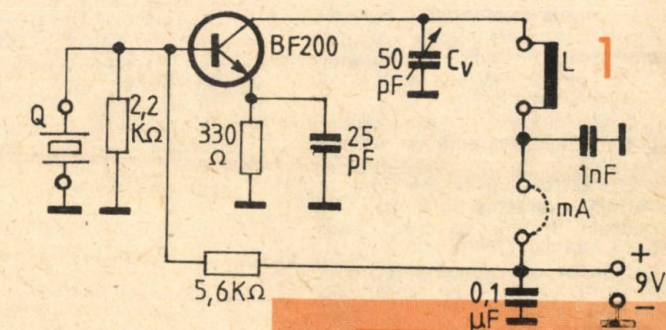
apoi va apărea o cădere la 7,5 mA. Măsurând frecvența, vom constata valoarea de 40 MHz, deci overtone 5.

Schimbând bobina (bobina B), prin același procedeu se pot pune în evidență overtone 7 și

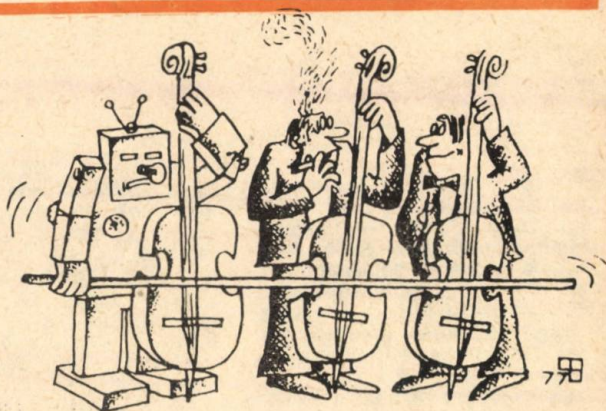
overtone 9, la curent de 8 și 9 mA.

În concluzie, cuarțul testat poate fi utilizat la frecvențe superioare.

Cu acest procedeu se poate verifica orice tip de cristal de cuarț, care va fi eventual folosit în oscilatorul viitorului emițător.



U
M
O
R



STANDARDE IARU PENTRU S-METRU

La prima conferință a regiunii I IARU, au fost stabilite, pentru calibrarea S-metrelor în aparatură pentru radioamatori, următoarele standarde:

1. O unitate de scală S corespunde unei diferențe de semnal de 6 dB.

2. Pentru unde scurte (pînă la 30 MHz) valoarea S9 a scalei S-metrului trebuie să corespundă unui semnal CW la intrarea receptorului de -73 dBm (dBm — decibeli raportat la nivelul de 1 mW), adică 50 μ V la o impedanță de intrare de 50 Ω .

3. În benzile de ultrascurte (peste 30 MHz) valoarea S9 a scalei S-metrului trebuie să corespundă nivelului unui semnal CW la intrarea receptorului de -93 dBm, adică de 5 μ V la o impedanță de intrare a receptorului de 50 Ω .

4. Sistemul de măsurare a S-metrului trebuie să se bazeze pe o cvasiredresare de vîrf a semnalului cu o constantă de creștere de 10 ms și o durată de cel puțin 500 ms.

Valorile nivelurilor semnalului scalei S în dB față de 1 mW precum și în μ V pentru niște impedanțe de intrare ale receptorului cele mai răspindite sînt indicate în tabelele I pentru US și II pentru UUS.

Unități de scală	Nivelul semnalului dBm	Nivelul semnalului V	
		$R_{IN} = 50 \Omega$	$R_{IN} = 75 \Omega$
9 + 40 dB	-33	5 000	6 100
9 + 30 dB	-43	1 600	1 900
9 + 20 dB	-53	500	610
9 + 10 dB	-63	160	190
9	-73	50	61
8	-79	25	31
7	-85	13	15
6	-91	6,3	7,7
5	-97	3,2	3,9
4	-103	1,6	1,9
3	-109	0,8	0,97
2	-115	0,4	0,49
1	-121	0,2	0,24

Unități de scală	Nivelul semnalului dBm	Nivelul semnalului V	
		$R_{IN} = 50 \Omega$	$R_{IN} = 75 \Omega$
9 + 40 dB	-53	500	610
9 + 30 dB	-63	160	190
9 + 20 dB	-73	50	61
9 + 10 dB	-83	16	19
9	-93	5	6,1
8	-99	2,5	3,1
7	-105	1,3	1,5
6	-111	0,63	0,77
5	-117	0,32	0,39
4	-123	0,16	0,19
3	-129	0,08	0,097
2	-135	0,04	0,049
1	-141	0,02	0,024

EME — Sistem de legături radio prin reflexie pe Lună. Sistemul EME (Pămînt — Lună — Pămînt) utilizează toate frecvențele alocate radioamatorilor, dar cele mai multe încercări s-au efectuat pe 28 MHz și 144 MHz.

Legătura poate avea loc numai cînd Luna este vizibilă la ambii corespondenți.

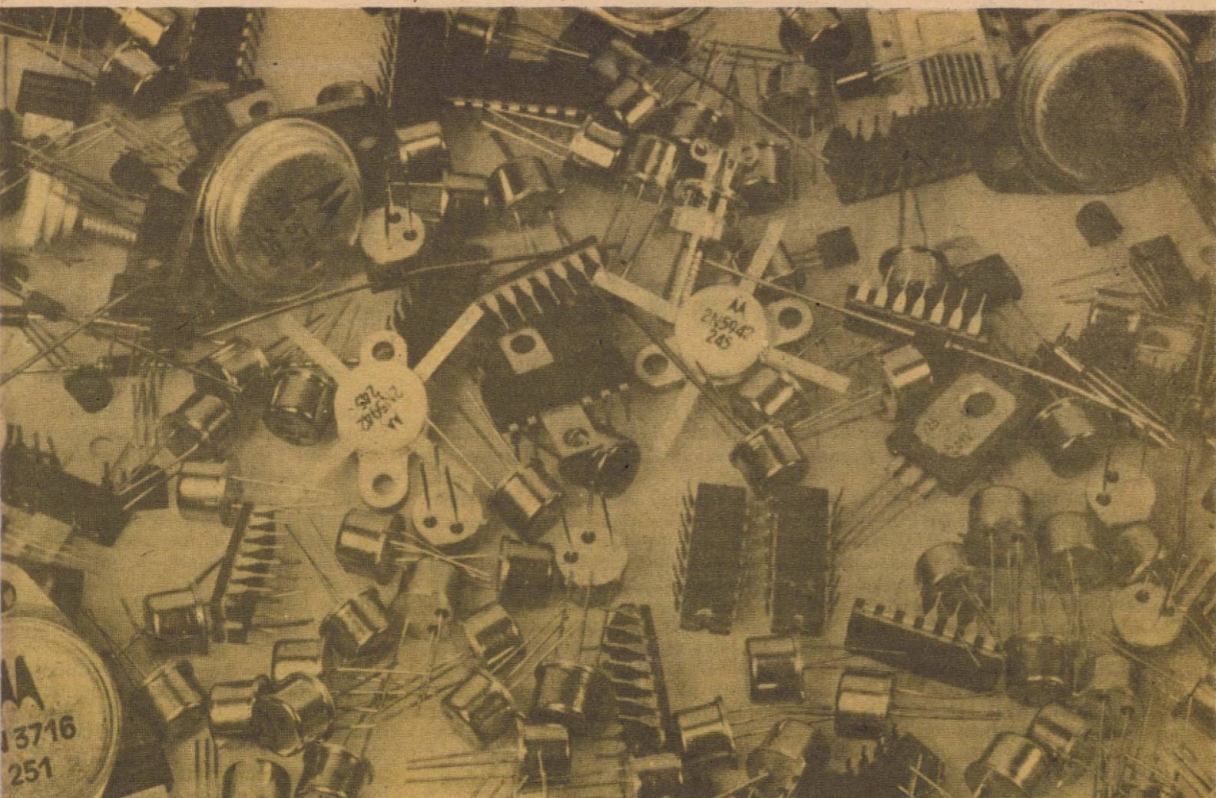
De remarcat că traseul Pămînt

— Lună — Pămînt este de aproximativ 500 000 km și cum undele radio au nevoie de aproximativ 3 secunde să străbată această distanță, este posibil să ascultăm propriul nostru ecou.

QSL — Legăturile radio între radioamatori sînt confirmate printr-un gen de cărți poștale cunoscute sub denumirea de QSL.

Pe QSL sînt notate data și ora

cînd a avut loc legătura radio, modul de lucru, caracteristicile echipamentului tehnic folosit, locul unde s-a executat recepția, precum și aprecierile asupra semnalului recepționat (RST). QSL-ul poartă totdeauna notat indicativul stației emitente și al corespondentului. Pe baza QSL-urilor se stabilesc clasificările sportive și se obțin diverse diplome.



În paginile acestei rubrici, dealtfel bine cunoscută de cititorii revistei, constructorii amatori vor putea găsi o serie de interesante propuneri pentru autodotarea propriilor ateliere, a celor școlare sau a celor aflate în cadrul caselor de cultură, ale științei și tehnicii pentru tineret.

Pasionații construcțiilor mecanice, electrice, electrotehnice sau electronice vor putea, de asemenea, alege, dintr-o gamă largă, o serie de aparate de măsură și control, care, odată realizate, vor deveni prețioase auxiliare în munca hobbyștilor, nu întotdeauna facilitată de o bază materială corespunzătoare.

MONOSTABILE TTL, LSTTL, CMOS

Ing. PAUL POPESCU

Utilizarea circuitelor basculante monostabile în construcțiile de amatori nu mai trebuie dovedită.

Disponibile sub formă de circuite integrate în cadrul familiilor logice TTL, LSTTL sau CMOS, circuitele basculante monostabile sau, în limbajul curent, monostabilele se dovedesc un element de circuit cu multiple utilizări în automatizări, circuite de temporizare, discriminatoare de frecvență.

Minicatalogul de față își propune să prezinte rezumativ câteva din cele mai populare monostabile produse astăzi, însoțite și de unele indicații de operare.

Un circuit monostabil este un circuit capabil să ofere un semnal de durată predeterminată

sub o comandă dată, comandă aplicată uneia sau mai multor borne de activare numită intrare.

Semnalul de ieșire este compatibil, ca nivel de tensiune, cu nivelurile familiei logice căreia îi aparține monostabilul (TTL sau CMOS). Practic toate monostabilele produse astăzi oferă simultan două ieșiri de semnal, Q și $\bar{Q}$ (ieșirea Q fiind de regulă în starea „1” logic pe durata temporizării).

Odată activat (declanșat), monostabilul schimbă starea logică a ieșirilor Q și $\bar{Q}$ (Q → „1”, $\bar{Q}$ → „0” pe durata unui proces cvasistaționar, T_M).

Durata procesului cvasistaționar este dictată de constanta de timp asociată unui circuit de temporizare RC, extern mono-

stabilului. Comanda de declanșare a monostabilului se face „pe front”, adică pe durata tranziției sus-jos (declanșare pe front posterior) sau jos-sus (declanșare pe front anterior). Marea majoritate a monostabilelor posedă două seturi de intrări:

- intrări de tip „A”, declanșate de tranziții sus-jos;
- intrări de tip „B”, declanșate de tranziții jos-sus.

Monostabilele CMOS 4098; 4528; 14528 fac excepție de la această regulă, în sensul că modalitatea de operare este inversată.

Trebuie remarcat că nu orice comandă de declanșare aplicată intrării corespunzătoare va activa monostabilul. Este necesară, în plus, îndeplinirea unei condiții logice raportată la celelalte intrări neactivate. Cum monostabilele au condiții specifice de operare, în minicatalogul de față aceste condiții au fost rezumate pentru fiecare monostabil în parte sub forma unui tabel de adevăr asociat intrărilor. Semnificația notațiilor utilizate în cadrul tabelelor este cea de mai jos:

